



TITLE:

地盤の誘電特性を考慮したステップ式FM-CW地中レーダの開発(
Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

鈴木, 敬一

CITATION:

鈴木, 敬一. 地盤の誘電特性を考慮したステップ式FM-CW地中レーダの開発. 京都大学, 2013, 博士(工学)

ISSUE DATE:

2013-03-25

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r12739>

RIGHT:

地盤の誘電特性を考慮した
ステップ式 FM-CW 地中レーダの開発

平成 24 年

鈴木 敬 一

Abstract

Conventional impulse GPR (ground penetrating radar) has been used to explorations for geological structures, buried pipes and underground cavities due to the high resolution and efficient technique. However, the impulse GPR subjects have been restricted because of applicable depth about 2 or 3m.

In this study, I have adopted the stepped FM-CW (frequency modulation – continuous wave) GPR to expand the penetration depth. The equipment using FM-CW technique is simple principle and the stacking is easy. With the developed equipment, the confirmation exploration was conducted in the experiment site where buried pipes were installed in. As a result, it was confirmed that I could secure more than penetration depth 10m.

With the stepped FM-CW GPR, I examined applicability to the internal structure exploration of the river embankment. The penetration depth was performed more than 15m and it was able to confirm it about the consistency with the cross section of the soil structure. I tried an estimate of the volumetric water content of the ground by velocity analysis. As a result, I left a problem unfinished about the absolute value of the water content, but was able to confirm consistency with the electric survey. Furthermore, the cross line and the pseudo-three dimensional exploration were able to estimate the detailed internal structure of the river embankment. We were able to acquire the section penetrating over 20m depth which is sufficiently to obtain the foundation as well as the internal structures of river embankments. It is really efficient method and suited for grand scale river embankments because a longitudinal measurement length of 1km per day can be performed even if this technique was compared with other geophysical explorations (for example, seismic reflection method).

It is necessary to consider the dielectric characteristic of the underground medium on interpreting a result of GPR. However, it is not generally discussed in relative dielectric permittivity in GPR results, and the conventional technique is not to reach to interpret an exploration result considering the dielectric permittivity. GPR is limited using as detector rather than geophysical exploration because of individual difference of a technician and little consideration of the dielectric characteristics of underground medium. The dielectric characteristics such as relative dielectric permittivity carry an important role for static correction, migration, depth conversion in the data processing or the numerical simulation.

About the dielectric characteristic of the underground medium, it is regarded a component of the ground as a mixture, and various models have been proposed conventionally. These models could apply to it for the homogeneous medium, but an empirical formula to be based on actual survey value has been thought about so that there was it when I cannot apply it about the heterogeneous medium. There is in particular Topp's equation (Topp *et al.*1980) as the thing which can estimate

volumetric water content from the value of the relative dielectric permittivity. However, it is not perfect about this equation either. The reason is because volumetric water content intends for glass beads comparatively homogeneous sample as a result of to around 50%.

It is examined with water tank to verify Topp's equation. I developed the stepped FM-CW GPR equipment using a network analyzer. It was developed the antenna which was applied a microstrip line to not a conventional bow tie antenna so that high resolution was demanded because the short measurement line. The developed antenna was able to realize high resolution and the penetration depth improved without needing the absorber (ferrite) of the electromagnetic wave.

The tank inside set it to two levels of fine sand and the medium sand. The change of water table under the surface was able to catch a change of the electromagnetic wave velocity that I accepted by acquiring CMP gathers at the center of the tank. I performed a quality of soil testing about the sand which I used for an experiment and calculated volumetric water content. As a result of testing, a decrease of the electromagnetic wave velocity with the rise of water table under the ground was accepted. Volumetric water content adjusted volumetric water content and the relations of the electromagnetic wave velocity with Topp's equation at around 15-30%, but I was equal to or less than 15% and did not adjust it.

The dielectric characteristic were measured using a coaxial waveguide about soil sample of sandy soil, loam, scoria, weathered granite, peat, dried sand and dried loam to verify Topp's equation. The measuring system installed the coaxial waveguide in a network analyzer. The relative dielectric permittivity was calculated from the impedance which reflected at the surface of a sample which was put in the coaxial waveguide. The measurement frequency band width was 50MHz to 3GHz to cover the GPR Frequency band width. Soil testing was performed to calculate the volumetric water content about the sample which I used for the measurement. The volumetric water content was a range of 3-90% that was wider than Topp's equation. As a result of the measurement, where the volumetric water content is small value, the relative dielectric permittivity agrees with Topp's equation. However, the relative dielectric permittivity was lower than Topp's equation when the volumetric water content was large.

The relations between the volumetric water content and the relative dielectric permittivity agree with 'the semi-disperse model' by Wobschall(1977). Topp *et al.*(1980) reported that the relation by Wobschall(1977) does not match merely experimental equation. It is argued about the frequency dependence in Wobschall(1977), but it is not mentioned to a frequency variation in detail. I led volumetric water content and the relations of the relative dielectric permittivity that considered frequency dependence in this study.

I carried out the measurement of the rock samples using the impedance analyzer about the relation between dielectric characteristic and volumetric water content in low frequency that considered the dielectric dispersion. The measuring system measured direct capacitance and resistance value with

an impedance analyzer and found a ratio dielectric constant and conductivity from those values. I carried out a physics examination to find the volumetric water content of the rock sample. I performed the measurement in an actual state, an artificial dry state and an artificial wet state in the same sample.

Dielectric dispersion is not shown in the artificial dry state sample. However, dielectric dispersion becomes remarkable in the high water content the sample such as mudstone which was included just a little water. Dielectric dispersion was shown in the conductivity (the imaginary part of the dielectric permittivity). In domains more than volumetric water content 1%, high relations of the correlation were recognized among both when I introduced Q and examined relations with the volumetric water content.

With the stepped FM-CW GPR equipment, dielectric dispersion was really occurred in a low frequency range when it was acquired transmission waveform between boreholes. It becomes the cause that the dielectric dispersion decreases the resolving power of the impulse waveform. However, we can improve resolving power with this if we understand Q of the underground. However it is difficult that the Q factor is estimated extremely accurate. I suggested data processing using the Hilbert transform as a practical method and tried the application to the field data.

I studied the applicability to the investigation for the caisson-type breakwater using the stepped FM-CW GPR. Breakwaters which defend ports from high waves are mainly constructed with box caissons in Japan. Caisson-type breakwaters made of reinforced concrete are often damaged by wave forces during a long period after the construction. The inner sand of the damaged caissons flows out. As a result, growth of the cavities in the caissons is accelerated. In order to detect the existence of the cavities, we first observe the condition of the breakwater surface and measure the elevation or the shape of the caissons. Next, we bore the breakwater from its surface and insert a waterproof camera into the holes to observe the cavities. This method takes much time and cost. GPR (ground penetrating radar) is commonly applied to detect cavities in the underground or concrete constructions. However, the investigation depth of conventional impulse GPR system is shallow and they can detect the cavities only up to about 1m depth behind the concrete structures. We have developed a diagnosis system which was equipped with stepped FM-CW GPR, for investigating the existence and thickness of cavities inside caissons from the breakwater surface in a non-destructive manner. Furthermore we designed an automatic diagnosis program so that any engineer, regardless of the experience on GPR surveys, could operate the program and evaluate cavities in caissons immediately at the field site. This automatic diagnosis program needs electrical properties (relative dielectric permittivity and electrical conductivity) of the concrete crown of the caissons. We measured electrical properties of concrete core samples at the same frequency range of the stepped FM-CW GPR system. Parameters needed for the automatic diagnosis program were decided by a numerical modeling of the electromagnetic wave propagation in breakwaters, to which the electrical

property values obtained by the core sample measurements were applied. Diagnosis results are simply visualized and are stored in a built-in PC by the automatic diagnosis program. It was demonstrated with the diagnosis system which was developed in Niigata port and Kanazawa port and examined it and confirmed the effectiveness of this system.

It is useful for civil engineering if we can estimate volumetric water content of the ground with stepped FM-CW GPR. For example, we can perform impervious work of the bedrock efficiently if we can grasp water passageway such as a dam site or the tunnel. If, for example, we can grasp distribution of the water in the river embankment and the movement of the water by the repetition measurement, about the quality of soil ground, we can expect the effects in the disaster prevention.

要旨

地中レーダ(GPR)は分解能が高いことから、地質構造探査、路面下空洞調査や埋設管探査に利用されてきた。しかし、探査深度が2~3mと浅いため適用範囲も限られる。

本研究では、GPRの探査深度を拡張する方法としてステップ式周波数変調連続波方式のGPR探査装置(ステップ式FM-CW GPR)を開発した。FM-CW技術を用いた探査装置は単純な構成であり、スタッキングも容易である。開発した装置を用いて、埋設管が設置してある実験サイトで性能確認試験を行った。その結果、探査深度10m以上を確保できることが確認された。

開発したステップ式FM-CW GPR探査装置を用いて、河川堤防の内部構造探査への適用性を検討した。探査深度は15m以上確保することができ、土質断面図との整合性についても確認することができた。速度解析により、地盤の体積含水率の推定を試みた。その結果、絶対値については課題を残したが、電気探査との整合性が確認できた。さらに横断測線や擬似三次元探査も行い、河川堤防内部の詳細な構造を推定することができた。長大な河川堤防を探査するには、時間的な効率の良い探査方法が求められるが、本手法は他の物理探査(例えば反射法地震探査)と比べても効率が良く、一日あたり1km程度の距離を探査することが可能であることが示された。

GPRの結果を解釈するにあたっては、媒質の誘電特性を考慮する必要がある。しかし、一般的には比誘電率を議論して、探査結果を解釈するには至っていないのが現状である。個人差や物性の議論の立ち遅れから、GPRは物理探査というよりは探知機・検知器として使われるにとどまっている。比誘電率などの誘電特性は、データ処理においては静補正・マイグレーション・深度変換などに、あるいは数値シミュレーションにおいても重要な役割を果たしている。

地盤の誘電特性については、地盤の構成物質を空気・水・土粒子の混合体と考えて、従来から様々なモデルが提唱されてきた。これらのモデルは均質な媒質に対しては適用可能であるが、不均質な媒質については適用できない場合もあるため、実測値に基づく実験式が考えられてきた。特に比誘電率の値から、体積含水率を推定することができるものとしてToppの式がある。しかし、この式についても万全ではない。体積含水率が50%程度までの結果とガラスビーズなど比較的均質な試料を対象としているためである。

Toppの式を検証するため、小規模な水槽を用いて実験を行った。はじめに、ネットワーク・アナライザを利用した実験用のステップ式FM-CW GPR装置を開発した。測線が短く、高分解能が要求されるため従来のボウタイ・アンテナではなく、マイクロストリップ線路を応用したアンテナを開発した。これにより電磁波の吸収剤(フェライト)を必要とせず、高分解能かつ探査深度も向上したアンテナを実現することができた。

水槽内部は細砂・中砂の2層に設定し、水槽の中央でCMPギャザーを取得することにより、地下水位の変化に応じた電磁波速度の変化をとらえることができた。実験に使用した

砂については土質試験を行い、体積含水率を算出した。実験の結果、地下水位の上昇に伴う電磁波速度の低下が認められた。体積含水率と電磁波速度の関係は、体積含水率が 15～30%程度では Topp の式と整合するが、15%以下では整合しなかった。

Topp の式を検証するために、砂質土・ローム・スコリア・まさ土・泥炭など様々な土質試料について、同軸導波管を用いた誘電特性の測定を行った。測定システムは、ネットワーク・アナライザに同軸導波管を取り付けたものである。同軸導波管内に置かれた試料の表面で反射した電磁波の反射係数からインピーダンスを求め、これを複素比誘電率に換算することで、比誘電率を求めた。測定周波数は GPR に使用されるほぼ全ての周波数帯を網羅するように 50MHz から 3GHz とした。測定に使用した試料については、土質試験を行い、体積含水率を求めた。体積含水率は、Topp の式より広範囲の 3～90%の範囲であった。測定の結果、小さい試料では Topp の式に近い関係を示したが、体積含水率の大きい試料では Topp の式より小さい値となった。

この体積含水率と比誘電率の関係は、Wobschall(1977)による Semi-disperse model と良く整合する結果となった。Wobschall(1977)による関係式は、Topp *et al.*(1980)では単に実験と合わないというだけを示されているに過ぎない。Wobschall(1977)では周波数依存性についても議論されているが、細かい周波数変化までは言及されていない。本研究では周波数依存性を考慮した体積含水率と比誘電率の関係を導いた。

岩石の誘電特性と体積含水率の関係については誘電分散のより顕著な低周波領域において、岩石試料を用いた測定を実施した。測定システムはインピーダンス・アナライザを用いて、直接静電容量と抵抗値を測定し、それらの値から比誘電率及び導電率を求めた。岩石試料の体積含水率を求めるため、物理試験を実施した。測定は同じ試料で自然状態・強制乾燥状態・強制湿潤状態で行った。

強制乾燥状態では、いずれの試料についても誘電分散がほとんど見られないが、わずかでも水分を含むと誘電分散があらわれ、泥岩などのような高含水率の試料では顕著になる。一方、導電率（誘電率の虚数部）についても分散が認められた。これらのことから Q を導入して、体積含水率との関係を調べたところ、体積含水率 1%以上の領域において、両者の間に相関性の高い関係が認められた。

実際にステップ式 FM-CW GPR 装置を用いて、ボーリング孔間において透過波形を取得したところ低周波領域で誘電分散が認められた。誘電分散はパルス波形の分解能を低下させる原因となる。しかし、地中の Q がわかればこれを用いて分解能を向上させることが可能となる。ただし、 Q を精度良く求めることは難しい側面があるため、実用的な方法として Hilbert 変換を用いた位相シフトデコンボリューションを提案し、実データへの適用を試みた。

ケーソン式防波堤に対するステップ式 FM-CW GPR の空洞探査への適用性についても研究を行った。港湾施設を高波などから守る防波堤は、我が国ではケーソン式が多く用いられている。ケーソン式防波堤は、長年の波浪により損傷を受けることがある。その場合、

ケーソン内部の中詰砂が流出し、その結果ケーソン内部に空洞が発生する。通常、ケーソン内部の空洞を確認するには目視調査や測量調査などにより防波堤表面の状態や形状の変化などを観察し、その後ボーリング調査を行って、内部に防水カメラなどを挿入して行う。しかし、この方法は非効率的で、調査費用も嵩む。一方、地下やコンクリート構造物の背面の空洞調査には地中レーダが用いられている。しかし、パルス波方式の地中レーダ探査は、コンクリート背面の空洞探査に対しては 1m 程度までの深さしか探査できない。本研究では、コンクリートの厚さが数 m の防波堤内部の空洞の有無とある程度の厚さを推定するためにステップ式 FM-CW 方式の地中レーダ探査装置を製作し、ケーソン内部の診断システムを開発した。空洞の有無の判定には、技術者による個人差をなくすために自動診断プログラムを開発した。この自動診断プログラムには、コンクリートの比誘電率が必要である。そのため、コンクリートコア試料を採取して、製作した装置と同じ周波数帯域で電気特性（比誘電率及び導電率）の測定を行った。測定した電気特性の値を用いて防波堤内部の電磁波伝搬の数値計算を行い、自動診断プログラムの判定基準を検討した。この自動診断プログラムにより、現地で直ちに結果が得られるようになった。開発した診断システムを用いて新潟東港及び金沢港で実証試験を行い、本システムの有効性を確認した。

ステップ式 FM-CW GPR を用いて地盤の体積含水率を推定することができれば、土木工学的にも有用である。例えば、ダムサイトやトンネルなどの水みちを把握することができれば、効率よく岩盤の遮水工事を行うことができる。土質地盤については、例えば堤防中の水の分布や、繰り返し測定による水の動きを把握することができれば、防災上の効果なども期待できる。

記号の説明

ε : 誘電率(F/m)

ε_0 : 真空の誘電率($=8.854 \times 10^{-12}$ F/m)

ε_r : 比誘電率, 真空の誘電率に対する比($\varepsilon_r = \varepsilon / \varepsilon_0$) (無次元)

σ : 導電率(S/m)

μ : 透磁率(H/m)

μ_0 : 真空の透磁率($=4\pi \times 10^{-7}$ H/m)

μ_r : 比透磁率, 真空の透磁率に対する比($\mu_r = \mu / \mu_0$) (無次元)

f : 周波数 (断りの無い限り Hz)

ω : 角周波数(rad/s)($=2\pi f$)

φ : 位相 (無次元)

Γ : 反射係数 (無次元)

j : 虚数単位($=\sqrt{-1}$)

t : 時間(s)

x : 距離(m)

v : 電磁波伝搬速度(m/s)

C : 真空の電磁波伝搬速度($=2.998 \times 10^8$ m/s)

\mathbf{E} : 電界強度(V/m)

\mathbf{H} : 磁界強度(A/m)

θ_v : 体積含水率(%)

ここに記載のない記号については本文中に適宜示した。

目 次

序論	1
第 1 章 ステップ式 FM-CW GPR の原理	3
1.1 GPR 現状技術の問題点	3
1.2 ステップ式 FM-CW GPR の概要	5
1.3 探査装置の開発	9
1.4 FM-CW GPR の性能確認試験	10
第 2 章 ステップ式 FM-CW GPR の河川堤防への適用	14
2.1 はじめに	14
2.2 山科川堤防における実験	15
2.3 宇治川堤防における実験	20
2.4 探査効率の検討	24
2.5 まとめ	26
第 3 章 媒質の誘電特性	28
3.1 水の誘電特性	28
3.2 混合体の誘電特性	30
3.3 Topp の式による体積含水率の推定方法とその問題点	30
第 4 章 水槽実験による電磁波速度の研究	32
4.1 はじめに	32
4.2 水槽用測定システムの開発	32
4.3 実験用水槽の製作	36
4.4 測定システムの性能確認試験	37
4.5 地下水位の変動方法	41
4.6 土質試験	42
4.7 測定方法及びデータ処理	43
4.8 実験結果	43
4.9 考察	46
4.10 まとめ	48
第 5 章 同軸導波管を用いた土質試料の誘電特性	50
5.1 はじめに	50
5.2 測定方法	50
5.3 土質試料及び土質試験	54
5.4 測定結果	56

5.5 考察.....	61
5.6 まとめ.....	66
第6章 岩石の誘電特性と体積含水率の関係	67
6.1 はじめに.....	67
6.2 電磁波に対する Q	68
6.3 誘電特性試験方法	69
6.4 岩石試料及び岩石試験	72
6.5 測定結果.....	73
6.6 考察.....	75
6.7 まとめ.....	79
第7章 Hilbert 変換を用いたデコンボリューション処理	80
7.1 はじめに.....	80
7.2 理論	80
7.3 数値実験.....	81
7.4 実データへの適用	84
7.5 まとめ.....	84
第8章 ステップ式 FM-CW GPR の港湾構造物診断への応用.....	87
8.1 はじめに.....	87
8.2 構造物診断装置の開発	88
8.3 コンクリートの電気特性試験.....	93
8.4 港湾構造物に対する数値実験.....	95
8.5 波形・スペクトル・ボーリング調査との対比.....	106
8.6 自動診断プログラムの開発	109
8.7 実証試験とボーリング調査との整合性	115
8.8 まとめ.....	118
本研究の結論と今後の展望	119
付録A FM-CW GPR の原理	121
付録B 電磁波伝搬特性の基礎	124
付録C インピーダンスと伝搬定数の計算	127
付録D 反射係数の計算	130
付録E 同軸線路の特性インピーダンスの計算	133
参考文献	135
謝辞	141

序論

地中レーダ探査は、1970年代に実用化され、路面化の空洞調査や埋設管の探査で実績をあげてきた（佐藤・利岡，1998）。他の物理探査に比べて、分解能が高いことと作業効率が良いことにより、比較的手軽に調査を行うことができる（物理探査学会，2008a）。近年では、遺跡探査や防災・土木構造物の維持管理のために適用されることが多く、応用範囲は広い（物理探査学会，2008b）。特に予算の縮小により新たなインフラ施設が作られなくなり、既存の土木構造物（道路・橋梁・トンネル・堤防・防波堤など）の維持管理においては、少ない予算の中で地中レーダ探査は大きな役割を果たしている。

しかしながら、一般的に地中レーダ探査は、地下にある対象物を探すという側面が強調されることが多く、物理探査というよりは検知器として使われている。反射法地震探査では岩石物理学の適用により地下の構造だけでなく、岩石物性やそれらの時間変化までも把握することが可能となったが、地中レーダ探査においてはこの点で遅れをとっている。すなわち、通常的地中レーダ探査では電磁波の伝搬に関する物性（誘電特性）についての議論が立ち遅れている。

一方、土壌の体積含水率を推定するために、電磁波伝搬速度が用いられている（Topp *et al.*, 1980）。いわゆる Topp の式である。Topp の式は、土壌の水分を推定する方法として農業土木分野や地下水調査などで重要な役割を果たしている。水の電磁波速度は空気や鉱物粒子に比べて極端に大きいため、電磁波速度の変化をとらえることにより、体積含水率を推定することができる。例えば、金属製のプローブを地面に突き刺して、電磁波パルス（実際にはステップ関数を用いているものもある）をプローブに送り込み、プローブの先端で反射した電磁波伝搬速度から Topp の式を用いて体積含水率を推定する方法がある。この方法は Time Domain Reflectometry (TDR) 法と呼ばれ、土壌水分計として製品化されている。

TDR 法は簡便であるが、プローブを突き刺すことが可能な極表層の値しか得られない、空間的な体積含水率の分布を得ることが難しいなどの課題も抱えている。地中レーダ探査により電磁波速度または比誘電率の空間分布を求めることができれば、TDR では得られない領域や空間分布を得ることが可能となる。Greaves *et al.* (1996) では、電磁波の速度構造断面から Topp の式を用いて体積含水率の空間分布を求める試みが報告されている。

地中レーダのデータに対しては反射法地震探査と同様に静補正やマイグレーションなどが適用されている。データ処理においても電磁波速度は重要である。あるいは計算機シミュレーションなどにおいても誘電特性を詳細に知ることは重要である。

現状の地中レーダ探査においては物性の議論がなされていないために対象物を探した結果の評価（探査結果が当たったか当たらないかといった）が一面的であり、技術者の経験によって地中レーダ探査結果の解釈が異なるという側面も持ち合わせている。

反射法地震探査では岩石物理学の適用により地下の構造だけでなく、岩石物性やそれらの時間変化までも把握することが可能となった。地中レーダ探査に物性の議論を導入する

ことにより、地中レーダ探査を物理探査として成長させる必要がある。

地中レーダ探査は高分解能である一方、短所としては探査深度が土質地盤などでは 3m 程度ということがあげられる。探査深度と分解能とは相反する関係にある。高分解能を得るためには、高い周波数成分まで含んだ広帯域の受信信号を得ることが必要である。数 MHz 以下の低い周波数は導電率に支配される領域（拡散場）がかかわってくるため取り扱いが困難となる。地中レーダ探査では数十 MHz あるいは数百 MHz 以上の周波数帯域を一度に扱うため、低周波側の数 MHz 程度の帯域の広がり分解能の向上にはほとんど寄与しない。あるいは、高い周波数成分まで送受信帯域を拡大しても必ずしも高分解能は実現しない。高い周波数ほど地中の媒質による減衰を受けるため、単に周波数帯域を広げた送信信号を地中に透過させたとしても受信信号の帯域は、狭帯域となり、分解能は向上しない。さらにアンテナやその他の装置を含めて広帯域の装置の製作が難しいだけでなく、帯域を広げることにより装置の内部雑音が増加し、S/N が低下するという問題がある（荒井，1980）。

地中レーダ探査において、高分解能を維持したまま探査深度を向上させることができれば、今まで埋設管や遺跡調査などに限られた適用範囲を拡大することが可能となる。

以上の議論をまとめると、現状の地中レーダ探査の課題は、

- (1) 探査深度に限界があるため、適用範囲が限られる
- (2) 物性の議論がなされていないため、地中の物体などを「探す」ことに限られるということである。

本研究は、第一の課題に対しては、従来のインパルス方式ではなく、連続波方式の地中レーダ探査を考案することにより、探査深度を向上させ、適用範囲を広げることを検討した。第二の課題に対しては、土質試料や岩石試料の誘電特性の測定方法を開発し、誘電特性と体積含水率を関係について考察した。さらに、誘電分散を伴う波形に対するデータ処理方法を検討した。最終的にステップ式 FM-CW GPR と誘電特性を考慮したケーソン防波堤の空洞診断システムを考案し、実証実験を行った。

第 1 章はステップ式 FM-CW GPR の原理とその性能確認の結果を示す。第 2 章ではステップ式 FM-CW GPR の河川堤防への適用事例を示す。ここでは堤体内部の二次元体積含水率の推定や三次元探査への拡張を試み、既存の体積含水率の推定方法の問題点を抽出した。第 3 章では地盤の誘電特性に大きく関わる水の誘電特性について示すとともに、Topp の式の問題点を示す。第 4 章ではステップ式 FM-CW GPR による水槽を用いた地下水と電磁波速度との関係を示し、Topp の式との比較を試みる。第 5 章では、同軸導波管を用いた土質試料の誘電特性について議論する。第 6 章では岩石の誘電特性と体積含水率の関係について議論する。第 7 章では誘電分散を伴う波形に対する実用的なデコンボリューションについて議論する。第 8 章ではステップ式 FM-CW GPR の港湾構造物への適用事例を示す。ここではコンクリート構造物の誘電特性に着目し、技術者の個人差を排した空洞の自動診断を試みている。

第 1 章 ステップ式 FM-CW GPR の原理

1.1 GPR 現状技術の問題点

地中レーダ探査に一般的に用いられているインパルス地中レーダは、その利便性から現在では広く利用されている。例えば、路面化の空洞探査や埋設管の調査あるいは遺跡の調査などである。地中レーダ探査は反射法地震探査と同様に、地下をイメージングするのに適している。地中レーダ探査の分解能は最大で 10~30cm 程度と物理探査の中では非常に高いのが特長であるが、探査深度が土質地盤では 3m 程度と限界がある。

一方、反射法地震探査はボーリング孔間を補完するような地質構造調査や活断層調査などに適用されている。しかし、反射法地震探査には以下のような適用限界がある。

- ①分解能が数 m~十数 m 程度である。
- ②表面波除去などの処理が必要である。
- ③震源などを含め装置が大がかりで、調査期間・調査費用を必要とする。

反射法地震探査では分解能を向上させるため、S 波を用いた探査方法もあるが、現状では課題もある。表面波の処理については、速度フィルタなどによる除去方法があるが、決定的な表面波除去方法の確立は難しい。反射法地震探査は、高 S/N データを取得するひつようがるため、高エネルギーを発生する震源が必要である。従って、装置が大がかりになるという側面がある。

地下数十 m~数百 m の探査深度が必要な場合は、反射法地震探査が最も適した方法である。しかし、以下のような条件を満たす物理探査方法は現状ではほとんどない。すなわち、

- ①数十 cm~数 m 程度の分解能を有すること。
- ②探査深度が数 m~十数 m であること。
- ③装置が簡便で、短時間で調査でき、調査費用も安価であること。

これらの条件を満足する探査方法として、連続波レーダ探査装置を開発した。地中レーダ探査の場合、陸上反射法地震探査に相当する表面波は存在しないが、送信アンテナから受信アンテナに空气中を伝搬して直接受信される直達波が存在する。しかし、直達波の伝搬速度は、常に真空中の光速に等しいため、除去することは比較的容易である。

陸上反射法地震探査は地下の音響インピーダンスの異なる境界面で反射する現象を利用する。一方、地中レーダ探査は電氣的インピーダンスの異なる境界面で反射する性質を利用する。両者の間には物性値の相違による取り扱いの違いはあるものの、同じ波動現象を扱うため、波形処理などを同様に扱うことが可能である。

インパルス地中レーダで探査深度を向上させるには、インパルスの尖頭電圧を上げることが考えられる。しかし、Fig.1.1-1 に示すように半導体素子の周波数特性に限界があるため、インパルスの立ち上がりには制限がある。そのため尖頭電圧を単純に上げた場合にはパルス幅が広がり、分解能が低下する。

地中の減衰率は指数関数的であるため、送信尖頭電圧を 2 倍に増やしたとしても電磁波

の透過距離は2倍にはならない。例えば、比誘電率 16, 導電率 100mS/m の地盤の場合, 減衰率は $4.7(1/m)$ となる (巻末付録 B-26 式)。これは電磁波が 1m 進む間に振幅が $1/4.7$ になることを示している。すなわち送信尖頭電圧を 2 倍にしても, 1m も探索深度は伸びないことになる。さらに, Fig1.1-2 に示すように地中での電磁波の減衰は周波数が高いほど顕著である。そのため, パルス幅を狭くした場合でも受信信号のパルス幅は必ずしも狭くならない。すなわち, 分解能は向上しない。

連続波方式の地中レーダはインパルスを単一の正弦波に分解して送受信することにより, 分解能を維持したまま探索深度を向上させることができる。送信時間を増やすことで送信電力をインパルスより格段に増大させることが可能である。さらに, 高い周波数ほど送信時間を延長し, 地中における高周波の減衰特性を補償することが可能である。

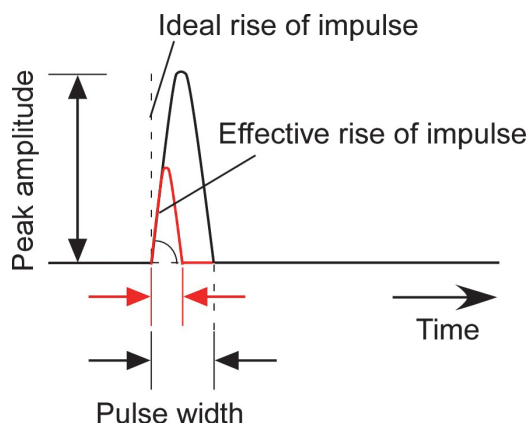


Fig.1.1-1 Peak amplitude and pulse width of impulse.

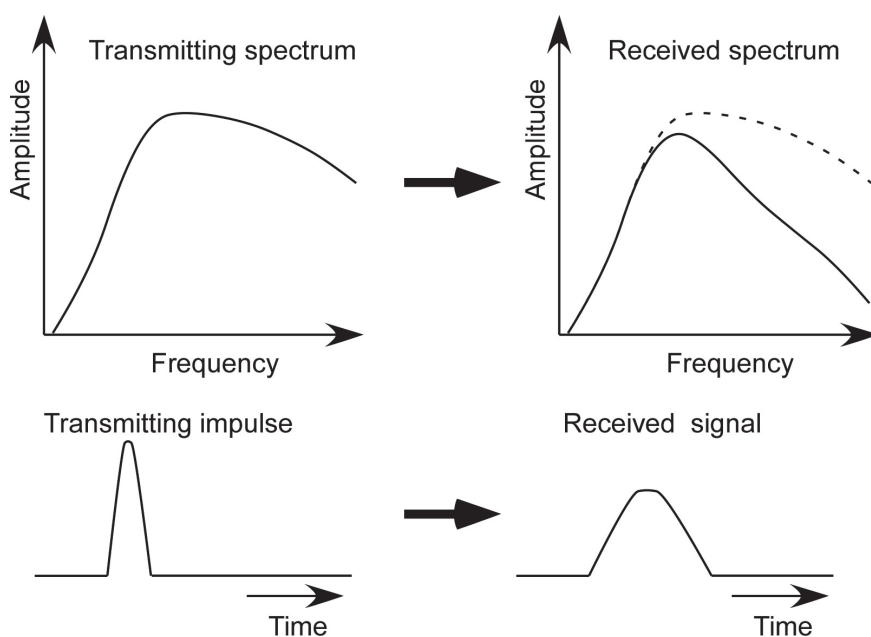


Fig.1.1-2 Attenuation and failure of resolution in under ground.

1.2 ステップ式 FM-CW GPR の概要

インパルスの尖頭電圧を上げても、必ずしも探査深度は増大しないことは既に示した。本研究では、探査深度を増大させる手法として連続波方式の地中レーダを検討した。

連続波方式の地中レーダは、時間的に連続した電磁波を送受信するのが特徴である。送信波形は大きく分けて2種類がある。ひとつは正弦波の周波数を徐々に変化させる方法（正弦波遷移方式；荒井，1980），もうひとつは疑似ランダム信号（M 系列信号など；手塚・長棟，1992）を用いる方法である。いずれの方法も送信時間を増やすだけで、格段に送信エネルギーを大きくすることができる。

本研究では、正弦波遷移方式を採用することとした。疑似ランダム信号の場合でも、インパルス地中レーダに比べて探査深度の向上が期待できる。しかし、疑似ランダム信号の場合は Fig.1.2-1 に示すように矩形波を有限の長さでランダムに発生させる。そのため、高い周波数における減衰の影響が大きい場合、後述するような周波数ごとのスタッキングができない。

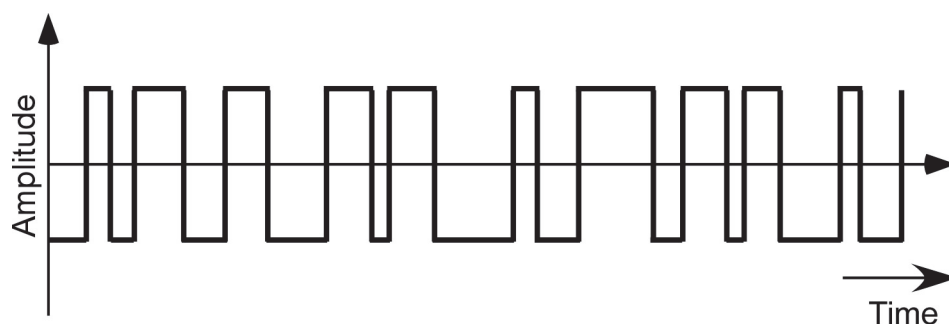


Fig.1.2-1 Schematic waveform of a pseudo-random signal.

一方、正弦波遷移方式の連続波地中レーダの送信波形を、Fig.1.2-2 に模式的に示す。ここに示した例は低い周波数から徐々に周波数を上げる方式である。Fig.1.2-3(a)に示すように、時間に比例して滑らかに周波数を遷移させる方式（線形方式）も考えられるが、Fig.1.2-3(b)のように周波数をステップ状に離散化して遷移させる（ステップ式）方が有利である。PC などによるデジタル方式で扱うためには、送受信の制御もあらかじめ離散化しておく必要があることもその理由のひとつである。それ以上に、各周波数の時間幅を任意に制御できることが最大の特長となる。

地中の媒質は、高い周波数ほど減衰大きい。S/N を向上させるには、スタッキングを行う必要があるが、周波数ごとにスタッキングを行うことにより、測定時間の短縮になる。すなわち、Fig.1.2-4 に示すとおり、減衰の大きい高周波ほどスタッキングの回数を増やすことにより、高い周波数での減衰を補償することが可能である。これによりインパルスに変換したときのパルス幅の伸張、すなわち分解能の低下を防ぐことが可能となる。

さらに、受信信号の増幅を周波数ごとに行うことでダイナミックレンジを拡大すること

ができる。従来のインパルス地中レーダでは、広帯域を一度に扱うため、雑音レベルが高い。雑音レベル N_L (W) は、ボルツマン定数を k ($=1.38 \times 10^{-23}$ J/K), 受信器の周波数帯域幅を B_w (Hz), 温度を T_k (K) とすれば,

$$N_L = k B_w T_k \quad (1.2-1)$$

であらわされる(Klaus, 1988)。従来のインパルス地中レーダの周波数帯域を例えば 100MHz と仮定すると、この周波数帯域を一度に増幅する必要があるため、雑音レベルが高くなる。高分解能を期待して周波数帯域を広げると、装置全体の雑音レベルが上がる。さらに高周波数ほど減衰が大きいという地中の伝搬特性により、探査可能な深度はさらに低下する。Fig.1.2-5 に示すように、ステップ式連続波遷移方式では周波数ごとに増幅すればよいので雑音レベルを低下させることができる。例えば 100Hz の狭い帯域幅で各周波数を増幅することが可能である。インパルス地中レーダの 100MHz と比べると、増幅器だけで雑音レベルを 10^{-6} に低下させること (60dB の改善) が可能である。

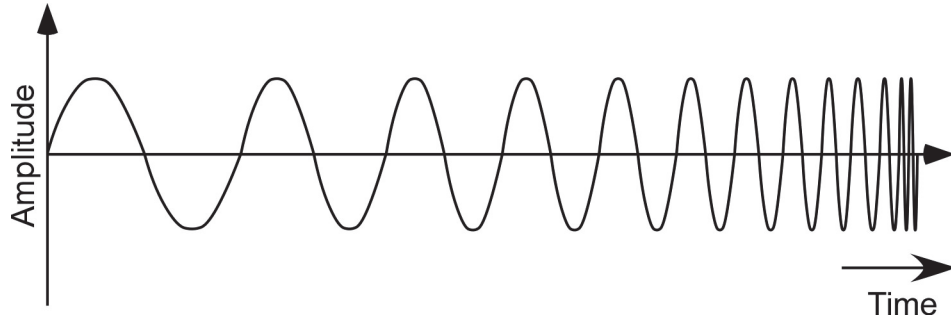


Fig.1.2-2 Schematic waveform of the FM-CW.

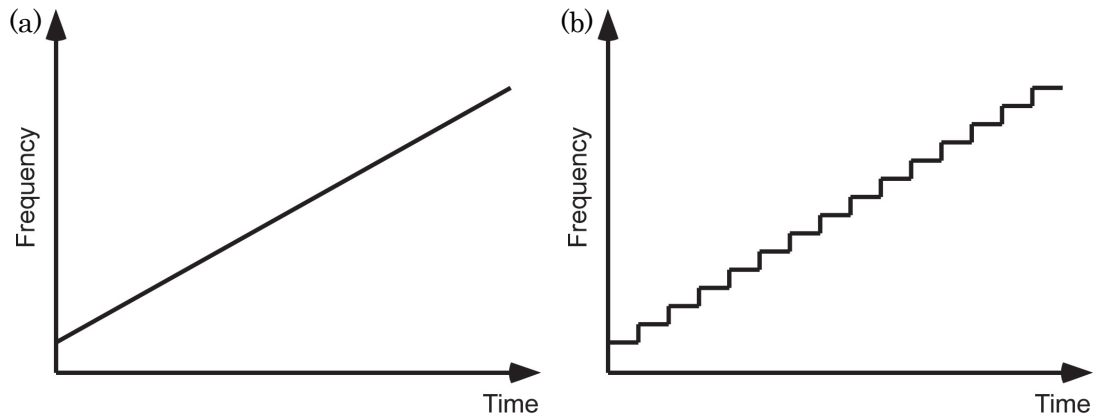


Fig.1.2-3 Frequency modulation method.

(a)Linear FM-CW, (b)Stepped FM-CW.

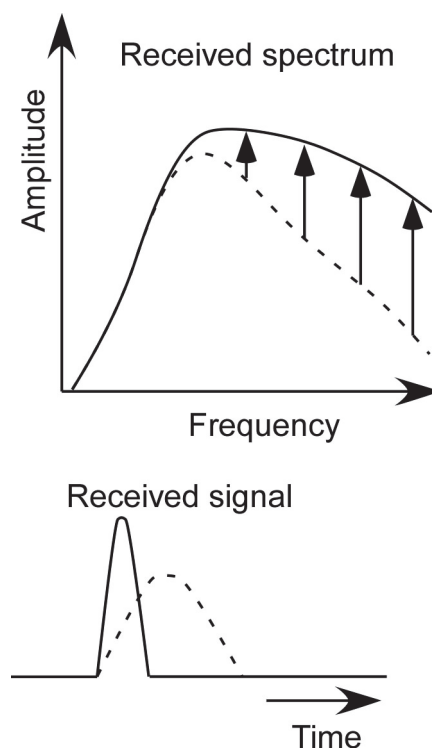


Fig.1.2-4 Improvement of resolution compensated high frequency.

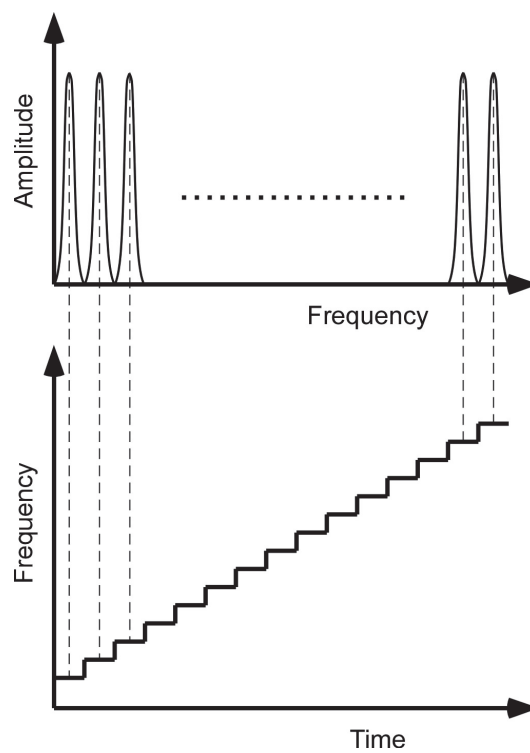


Fig.1.2-5 Stepped frequency operation and narrow range filter of the received amplifier.

本研究で開発した連続波地中レーダをステップ式周波数変調方式連続波地中レーダ (Stepped Frequency – Modulation Continuous – Wave Ground Penetrating Radar), 略してステップ式 FM-CW GPR と呼ぶことにする。

ステップ式 FM-CW GPR はデータ収録をすべて周波数領域で行うことに特徴がある。測定器及び地中の応答を線形フィルタと仮定する。すなわち,

①振幅 a のインパルスが入力されたときの出力は $a \cdot f(t)$ である。

②インパルスの入力時刻が τ だけ遅れた場合の出力は $f(t - \tau)$ である。

③多数のインパルスが入力されたときの出力は各インパルス応答の和に等しい。

と仮定することができる。このような線形フィルタの場合, 入力信号を $x(t)$, 出力信号を $y(t)$, フィルタの特性を $f(t)$ とすれば,

$$y(t) = \int x(t)f(t - \tau)d\tau = x(t) * f(t) \quad (1.2-2)$$

である。これをたたみ込み (convolution) という。 $x(t)$, $y(t)$, $f(t)$ のフーリエ変換をそれぞれ $X(\omega)$, $Y(\omega)$, $F(\omega)$ とすると, (1.2-2)式は,

$$Y(\omega) = X(\omega)F(\omega) \quad (1.2-3)$$

であらわされる。線形フィルタが n 個ある場合には,

$$y(t) = x(t) * f_1(t) * f_2(t) \cdots * f_n(t) \quad (1.2-4)$$

$$Y(\omega) = X(\omega)F_1(\omega)F_2(\omega) \cdots F_n(\omega) \quad (1.2-5)$$

となる。地中の伝搬特性や装置の周波数特性などは線形フィルタと考えることができる。

伝搬時間及び伝搬距離をそれぞれ τ , r , 地盤中の電磁波の減衰定数を α とすると, 地中の電磁波の伝搬特性 $G(\omega)$ は, 電磁波の幾何減衰特性 $\exp(-\alpha r)$, 伝搬時間のフーリエ変換 $\exp(-j\omega\tau)$, 反射係数を含む地中の伝搬特性のフーリエ変換 $H(\omega)$ の積として,

$$G(\omega) = H(\omega)\exp(-j\omega\tau)\exp(-\alpha r) \quad (1.2-6)$$

とあらわされる。アンテナ特性を含めた送信信号のスペクトルを $S_i(\omega)$, 受信波形のスペクトルを $S_p(\omega)$ とすると, $S_p(\omega)$ は $G(\omega)$ と $S_i(\omega)$ との積であるから,

$$S_p(\omega) = S_i(\omega)H(\omega)\exp(-j\omega\tau)\exp(-\alpha r) \quad (1.2-7)$$

とあらわすことができる。受信波形は, (1.2-7)式をフーリエ逆変換して,

$$g(t) = c \cdot \exp(-\alpha r) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\zeta - \tau) H(t - \zeta) d\zeta \quad (1.2-8)$$

を得る。 c は定数である。(1.2-8)式の $\delta(\eta - \tau)$ はデルタ関数であるから, $g(t)$ は広い周波数帯域にわたって正弦波の信号を送信したときの地中のインパルス応答波形であり, 従来の地中レーダのデータと同等に扱うことができる。このように連続波データをインパルスに変換することをパルス圧縮と呼ぶ。それにより受信波形を従来の地中レーダと同様に扱

うことができる。(1.2-8)式の導出の詳細については、巻末付録Aに示した。

1.3 探査装置の開発

ステップ式 FM-CW GPR の周波数制御は、実際には Fig.1.3-1 に示すように、周波数ステップを変化させるときの緩和時間がある（この緩和時間は Fig.1.2-5 に示した狭帯域フィルタの帯域幅の逆数となる）。そのため、周波数を変えたときにはデータ収録を停止する。この緩和時間は(1.2-1)式に示した帯域幅の逆数となる。本装置の場合、100Hz に設定したため、緩和時間は10ms である。例えば、ステップ数を 256 に設定すると、緩和時間の合計時間数は 2.56 秒である。スタッキングに各周波数の測定時間 Δt に 10ms 要したとしても、1 回あたりの収録時間は、5.02 秒である。 Δt は任意に設定することができる。地盤中の減衰が少ない低周波においてはスタッキングを少なくし、減衰の大きい高周波でスタッキングを増やすことで効率良く、広帯域の受信信号を得ることができる。

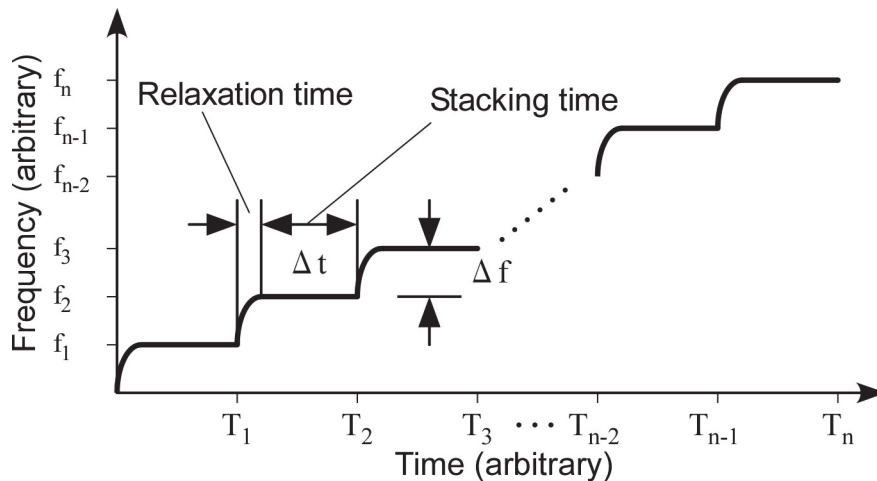


Fig.1.3-1 Step frequency operation for the stepped FM-CW GPR.

装置は大きく分けて送信アンテナ、受信アンテナ、ケーブル、地上制御器、インターフェイス、表示・収録用パソコンからなる。Fig.1.3-2 に連続波レーダ探査装置の回路構成を示す。

アンテナは送信用と受信用を用いる。両者の構造はほぼ同じである。アンテナエレメントは、地中レーダ探査によく用いられるボウタイ・アンテナであるが、広帯域を確保するために切り込みを入れている（田辺ほか，1997）。アンテナ上部には送信器（または受信器）とそれを駆動するためのバッテリーを配置する。このアンテナは全長約 2m，幅約 50cm，重量は 1 台あたり約 50kg である。送受信アンテナと地上制御部との信号伝送には、送受信アンテナ間の誘導ノイズ及び外来ノイズを低減するために光伝送方式を採用している。

ど長い。Fig.1.4-2 に試験サイトの写真を示す。頭を赤く塗られた杭の下に埋設管が設置されている（田辺ほか，1997）。

Fig.1.4-3 に性能試験の結果を示す。周波数帯域は 20～160MHz，データ処理として AGC（振幅回復処理）を施した。解析結果は深度 5m までの埋設管が明瞭に検出されていることを示している。双曲線状の回折波の頂点に埋設管が存在する。パルスレーダと比べて遜色のない分解能を有し，5m 以深の地層境界なども明瞭に検出されている。赤色の破線で示した範囲は，従来のインパルス地中レーダによる同じ場所の探査範囲である。同図 b)にインパルス地中レーダ（中心周波数 150MHz：光電製作所製 KSD-8）の探査結果を示す。深度 3m の埋設管はかろうじて検出できているが，4m は検出できていない。これらの比較からステップ式 FM-CW GPR は，インパルス地中レーダと比較しても遜色のない分解能を確保した上で，探査深度を延長することができたといえる。

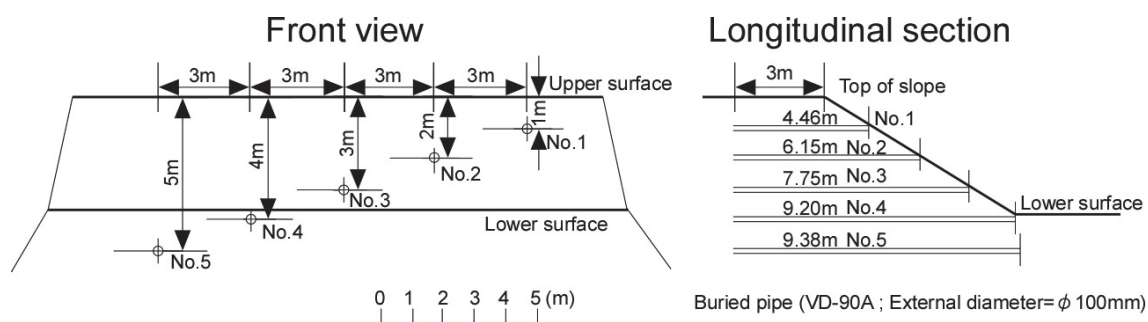


Fig.1.4-1 Experimental site for evaluating performance for the GPR.



Fig.1.4-2 Photograph of the experimental site. Steel pipes were buried at the stakes which head colored red.

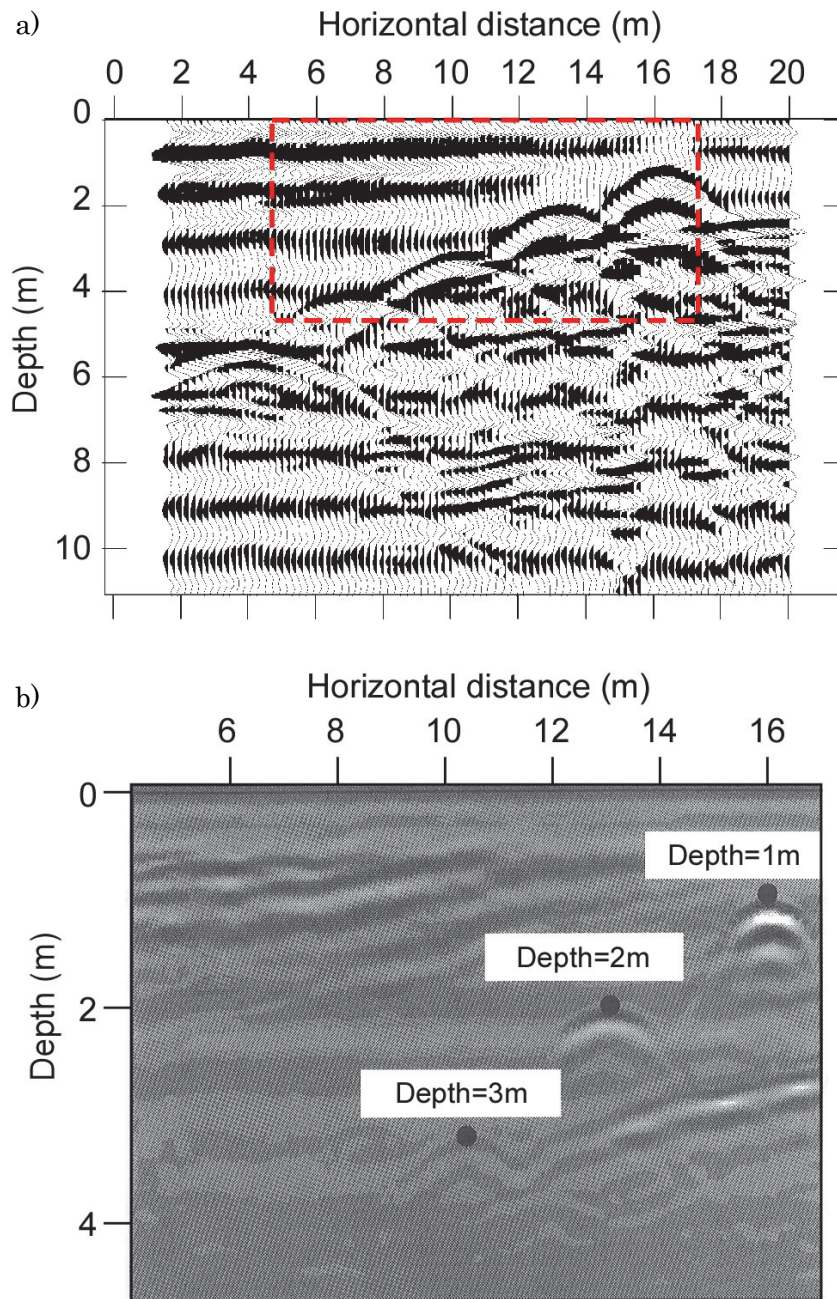


Fig.1.4-3 a) Record section of buried pipes exploration applied the stepped FM-CW GPR. Dashed red line is the area of impulse GPR profile. b) Conventional impulse GPR profile.

Fig.1.4-4 は周波数帯域 50～500MHz のステップ式 FM-CW GPR (中心周波数 275MHz 相当) の反射波形のスペクトルと同じ場所での中心周波数 350MHz のインパルス GPR のスペクトルとの比較である。送受信器は異なるがアンテナは同じもの (全長 500mm のボウタイ・アンテナ) を使用している。送信の中心周波数は、インパルス GPR の方が広い、すなわち高分解能である。しかし、受信信号のスペクトルを参照するとインパルス GPR は地中での減衰特性を受けて、帯域幅が狭まっている。一方のステップ式 FM-CW GPR のスペクトルは送信信号の周波数帯域を保っているため、分解能が高い。このことからステップ式 FM-CW GPR の効果を確認することができる (Suzuki *et al.*, 2004)。

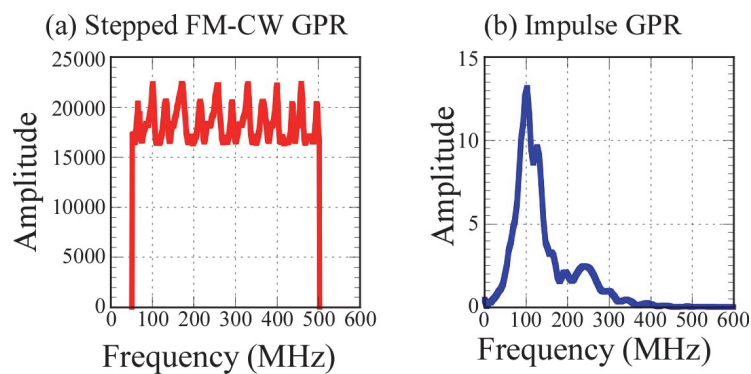


Fig.1.4-4 Amplitude spectra compared with (a) stepped FM-CW GPR and (b) impulse GPR.

第2章 ステップ式 FM-CW GPR の河川堤防への適用

2.1 はじめに

河川堤防は、河川の氾濫から生活環境を守るため築造されている。近年、ゲリラ豪雨と呼ばれる突発的な集中豪雨などの影響により、河川の水かさが急に増し、堤防が決壊するなどの被害が多く報じられている。兵庫県円山川の被害などは良く知られている。

河川堤防は、古くから築造され、被害が生じるとに堤防をかさ上げし、より強固なものにしてきた。しかし、古い堤防は築造の履歴が不明であり、土質構成をはじめとした内部構造が不明なものも多い。

河川堤防の維持管理のためには、古い堤防の内部構造を知り、適切な対策が必要である。ボーリング調査などを行って、堤防縦断方向の土質構成を把握することも重要である。しかし、現状では費用や調査期間などの面で制限があり、最も密なボーリング調査でも 1km 間隔である。しかし、実際の対策工事にあたっては、より縦断方向の詳細な、しかも断面としての情報が必要な場合がある。

長い距離の断面の情報を得るためには、物理探査が有効である。ただし、物理探査を適用するためには、目的に応じて適切な手法を採用する必要がある。

長距離を短時間で探査し、概略の土質構成を得るためには、牽引式の電気探査や表面波探査あるいは極浅部を対象とした電磁探査などが有効である。ただし、これらの方法は分解能などの点で課題もある。

電気探査から得られた比抵抗は間隙率に、表面は探査から得られる S 波速度は N 値との相関性が高く、これらの結果から工学的な土質性状を把握することができる。最近では、比抵抗と S 波速度のクロスプロットから、より具体的な土質を推定する試みもなされている（松尾ほか，2007）。

本研究では、より分解能の高い手法としてステップ式 FM-CW GPR を河川堤防調査への適用性を検討するため、山科川と宇治川における現地調査を行ったものである。従来の縦断側線だけでなく、横断測線や擬似三次元探査も行い、その有効性を示した。さらに速度解析を行い、堤防内部の体積含水率を推定することを試みた。

2.2 山科川堤防における実験

山科川堤防の平面図を Fig.2.2-1 に示す。堤防天端に 200m の縦断測線と、2 本の横断測線を設けて反射記録を得た。縦断測線は、既設樋門の中央を 0m として、上下流方向にそれぞれ 100m、合計 200m とした。測定間隔は 25cm である。横断測線は樋門の上流側 10m と下流側 5m とした。前者を No.1 測線、後者を No.2 測線と呼ぶ。横断測線は斜距離で 28m である。

堤防天端測線のうち 50m 区間で CMP ギャザーを 5m 間隔で取得し、電磁波速度構造を得た。アンテナ間距離を 3m にして、そこから 20cm ずつ（片側 10cm ずつ）アンテナを移動させ 7m までのデータを取得した。得られた電磁波速度構造は Dix の式(Yilmaz, 2001)を用いて第 n 層の区間速度 $V_{\text{int},n}$ を計算した。得られた $V_{\text{int},n}$ は次式（巻末付録(B-25)式）を用いて第 n 層の比誘電率 $\varepsilon_{r,n}$ に換算した。

$$\varepsilon_{r,n} = \left(\frac{C}{V_{\text{int},n}} \right)^2 \quad (2.2-1)$$

ただし、 C は真空中の電磁波速度($=2.998 \times 10^8 \text{ m/s}$)である。さらに Topp の式(Topp *et al.*, 1980)を用いて、 $\varepsilon_{r,n}$ を体積含水率 θ_v (VWC) に変換した (Topp の式については第 3 章で議論する)。

Fig.2.2-2 に実験の状況を示す。調査に使用したステップ式 FM-CW GPR は、送受信周波数 5～160MHz のものである。アンテナの全長は送受信それぞれ 1.8m あり、アンテナ間隔を含めると全長約 5m である。これをクローラ車で牽引して、データを取得する。クローラ車の上には制御装置とデータ収録用の PC 及び発電機を搭載している。

Fig.2.2-3 に山科川堤防天端における反射記録断面図、Fig.2.2-4 に土質断面図をそれぞれ示す。深度 5～6m 付近には堤体盛土と粘土層の境界、深度 7～8m 付近には上位粘土層と砂層の境界、深度 9～10m 付近には砂層と下位粘土層の境界が想定されている。

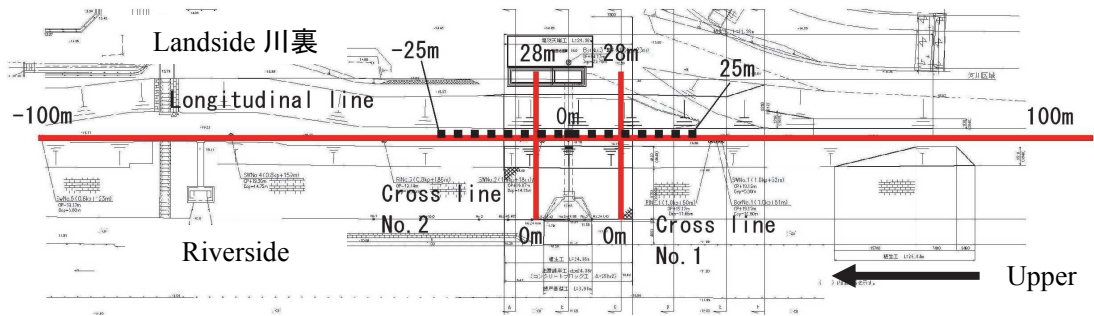


Fig.2.2-1 Measurement configuration at Yamashina river test site.

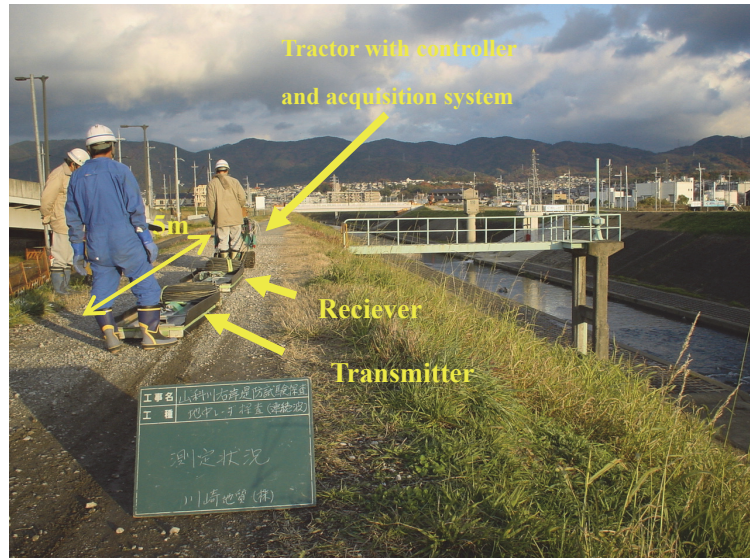


Fig.2.2-2 Photograph of stepped FM-CW GPR at Yamashina river test site.

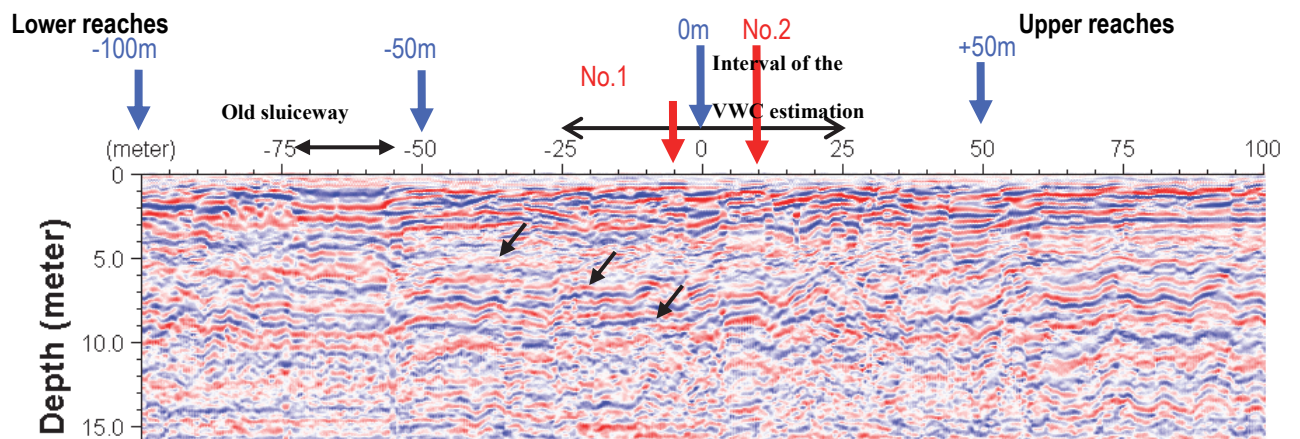


Fig.2.2-3 GPR section of the longitudinal line at Yamashina river test site.

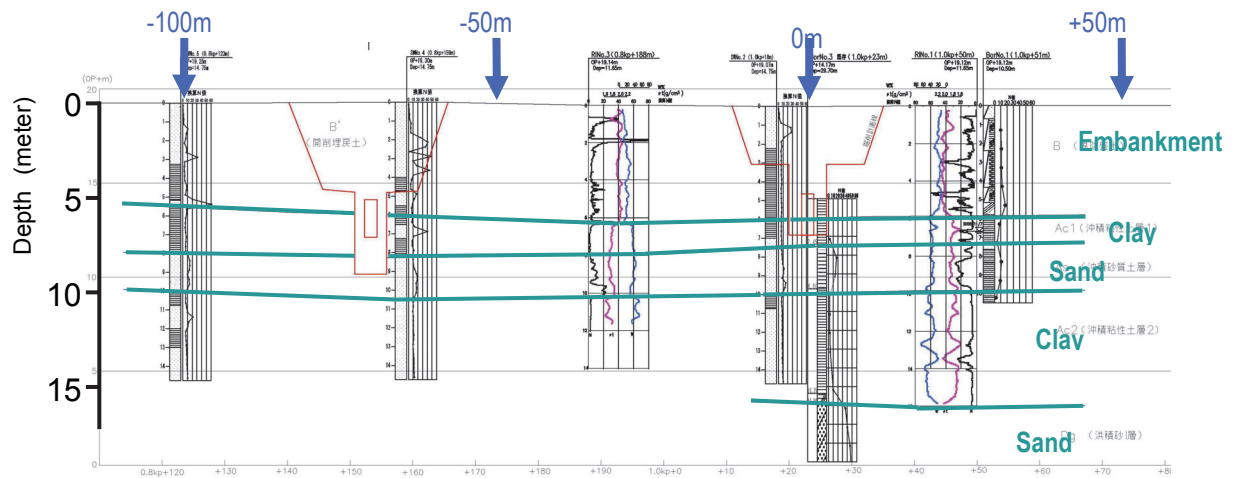


Fig.2.2-4 Soil structure of Yamashina river test site.

Fig.2.2-3 を参照すると、反射断面内に矢印で示したように、地層境界に相当する深度に反射面を確認することができる。特に測線の中央(0m)を境に上流側に浅くなっている。下流側では、上流側とは逆に反射面が浅くなっており、土質断面図と整合的である。

Fig.2.2-5 に横断測線の結果を示す。別に測定された電気探査の結果も併記した(畠中ほか, 2007)。GPR と電気探査のスケールは同じに揃えてある。

電気探査の結果について No.1 と No.2 とを比較すると、赤丸で示したように川表側 (Riverside)の法面直下に高比抵抗異常を確認することができる。No.1 と No.2 ではNo.2 の方が高比抵抗である。GPR の記録の同じ箇所を黒丸を付した。両者を比較すると、No.1 は反射面の連続性が良いが、No.2 は途切れている。このことから後者は、前者に比べて不均質である可能性が高い。地下水位が山科川の水面付近であるとすれば、この付近は不飽和であると考えられる。電気探査の結果を考慮すると、No.2 は不均質なレキ質、No.1 はそれより均質な砂質土であると考えられる。

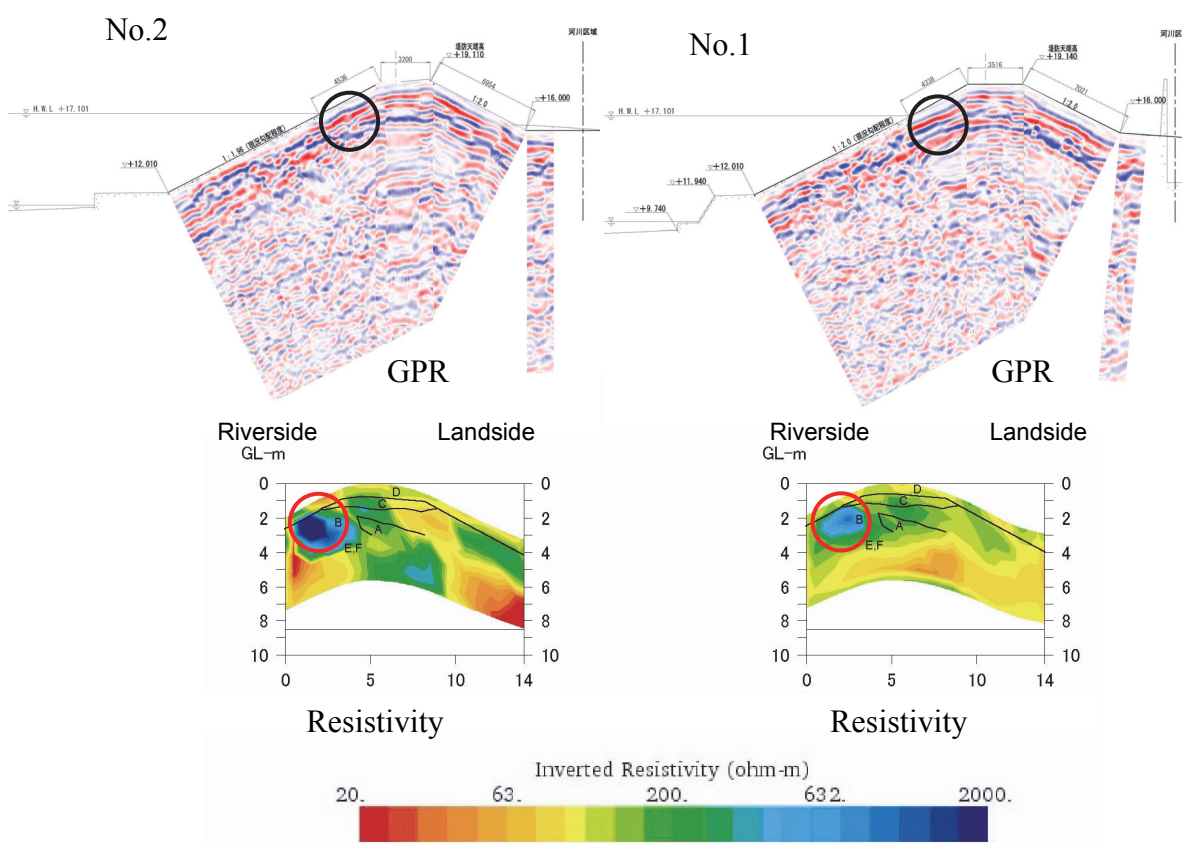


Fig.2.2-5 GPR section and resistivity results of the cross lines at Yamashina river test site.

Fig.2.2-6 に測線距離+5m での CMP ギャザーを示す。複数の反射波列と空気中の直達波が確認できる。Topp の式を用いて計算した体積含水率断面を Fig.2.2-7 に示す。測線距離 10m には RI コーンにより得られた含水比 w と間隙比 e から計算した体積含水率 θ_v を示す。 θ_v は $w \cdot e \cdot$ 土粒子密度 $\rho_s \cdot$ 水の密度 ρ_w を用いて、

$$\theta_v = \frac{\rho_s / \rho_w \cdot w}{1 + e} \quad (2.2-2)$$

とあらわすことができる。なお、 ρ_s は堤防開削工事のときに実施した土質試験結果の平均値として 2.64g/cm^3 、 ρ_w は 1.00g/cm^3 をそれぞれ用いた。

Fig.2.2-7 を参照すると、深度が大きくなるにつれて体積含水率が高くなっていることが確認できる。深度 3～5m 間の堤体の体積含水率は上流側で高く、下流で低くなっている。Fig.2.2-8 には No.2 測線の開削工事のときの写真と畠中ほか(2007)による三次元電気探査の結果を示す。開削工事の写真によれば、堤体中心部は粘性土であるがレキ質であり、比抵抗が相対的に高いことが想定される。電気探査の結果では、赤丸で示した堤体中心部の比抵抗は上流側で低く、下流側で高くなっている。GPR の結果は、体積含水率が大きい場合に比抵抗が相対的に低く、体積含水率が小さい場合には比抵抗が高いという定性的な議論と整合的である。

RI コーンによる体積含水率と比較すると、体積含水率の変化するところで電磁波速度 (VWC) も変化していることが認められるが、絶対値はあっているとはいえない。Topp の式については慎重に適用するべきである。

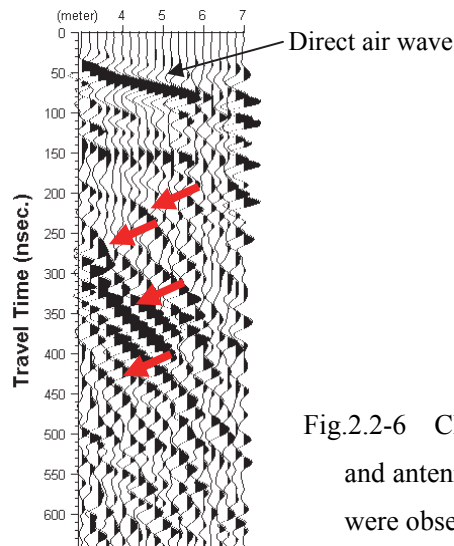


Fig.2.2-6 CMP gather at +5m point. Measurement interval was 0.2m and antenna separations were set up from 3m to 7m. Reflection waves were observed at about 200ns, 250ns, 300ns and 400ns.

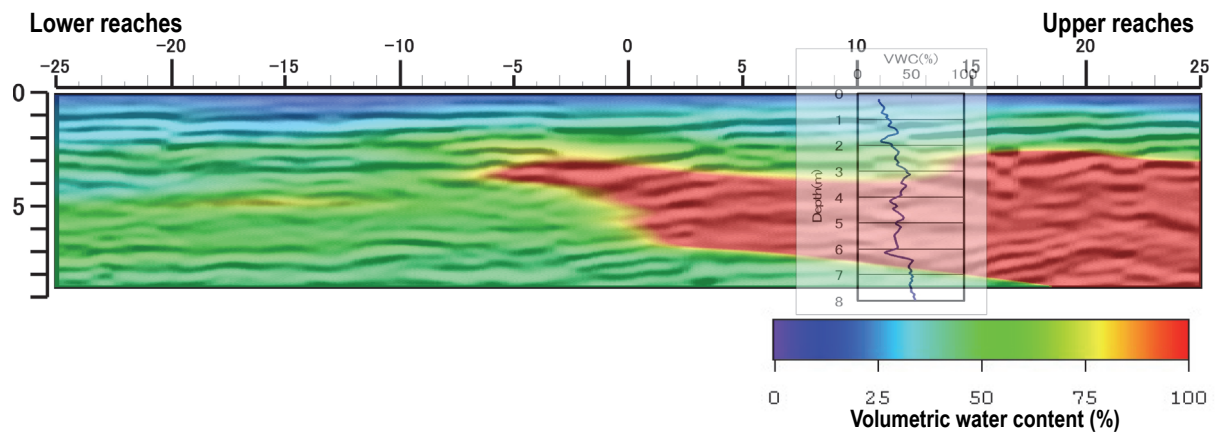


Fig.2.2-7 Section of the estimated volumetric water content (VWC) by Topp's equation.

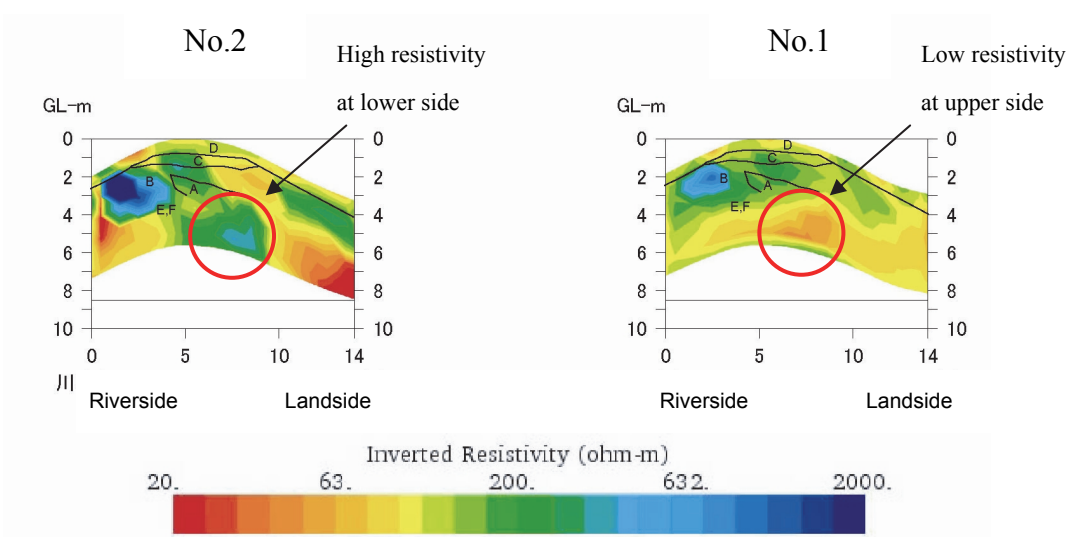


Fig.2.2-8 Section of the cross line No.2 by the open cutting work and resistivity results of No.1 and No.2 line.

2.3 宇治川堤防における実験

宇治川堤防においては堤防天端に 500m の縦断測線(距離表示では-50~+450m)を設けた。そのうちの 40m 区間(縦断測線の水平距離+240~+280m 区間)で擬似三次元のデータを取得した。擬似三次元データは縦断方向 40m, 横断方向 15m であり, 各測線の間隔は 1m であり, 合計 16 本の測線についてデータを取得した。測定間隔は縦断測線が 50cm, 擬似三次元探索範囲が 25cm である。Fig.2.3-1 に探索測線図, Fig.2.3-2 に探索の状況をそれぞれ示す。

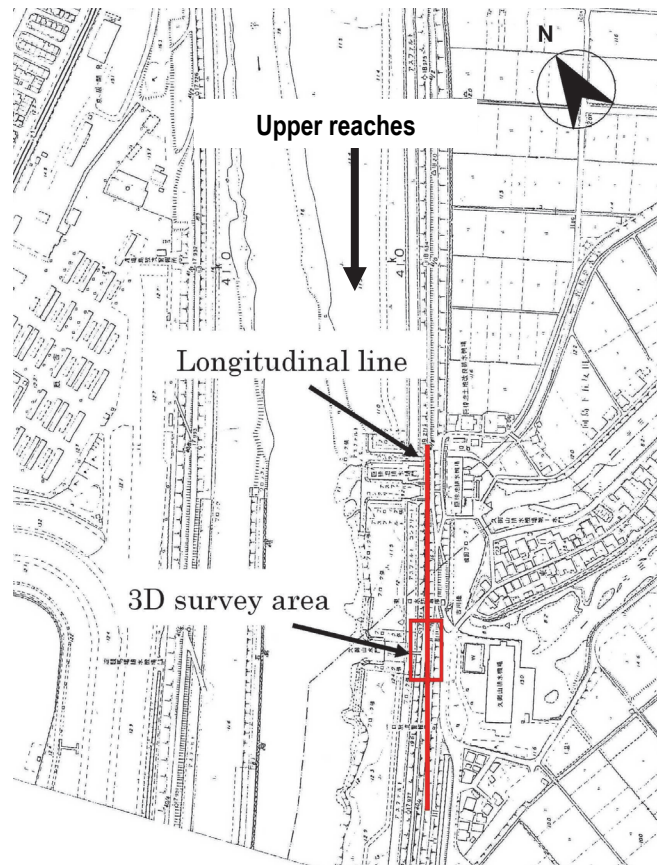


Fig.2.3-1 Measurement configuration at Uji river.



Fig.2.3-2 Photograph of stepped FM-CW GPR at Uji river.

探査装置は山科川で使用したのと同じである。Fig.2.3-3 に縦断測線の+200m 地点で取得した CMP ギャザーと速度スペクトルを示す。アンテナ間距離 3m から 50cm ずつアンテナを移動させて、アンテナ間距離 30m までのデータを取得した。速度スペクトルから電磁波伝搬速度 9.5cm/ns (Fig.2.3-3 の深い方の値) を得た。この値を用いてデータ処理 (マイグレーション・深度変換など) を行った。

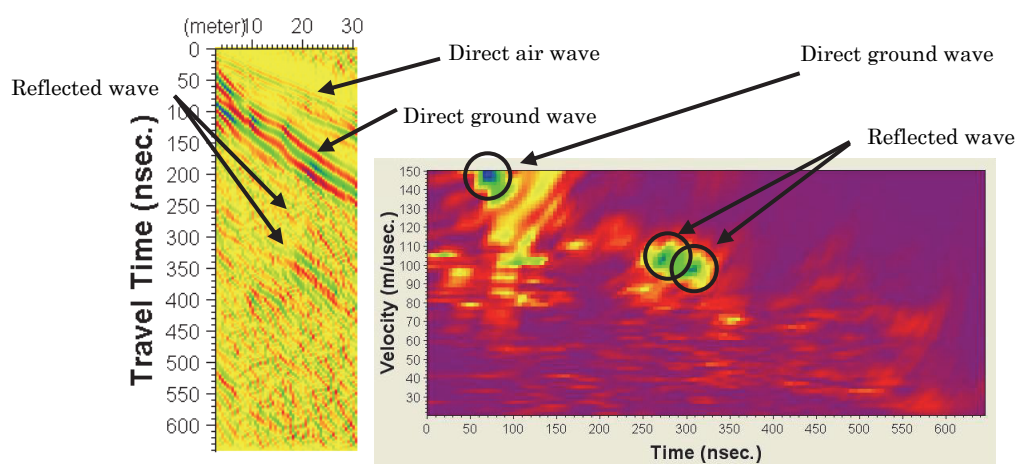


Fig.2.3-3 CMP gather and velocity spectrum acquired at Uji river embankment.

Fig.2.3-4 に宇治川堤防での天端測線の結果を示す。堤防内部の反射波及び原地盤との境界、あるいは原地盤内部の水平に連続した反射波が確認できる。樋管や開削跡には水平に対して不連続な反射波が確認することができる。

深度 2m と 5m には明瞭な反射面が認められる。この二つの反射波は堤体内部の構造と考えられる。

堤体底面と基礎地盤との境界の反射面は明瞭ではない。ボーリング柱状図を参照すると、両者の土質に差がないためであると考えられる。水平距離+200m から+300m 間の深度 13m 付近の明瞭な反射面は、上位の砂質シルト層とレキ混じり砂層の境界であると推定される。ボーリングデータを参照すると、両者には大きな差があるため、明瞭に反射面を検出することができたものと考えられる。

水平距離-50m から+150m 間の深度 23m 付近で検出された反射面は、粘土層とレキ層との境界であると考えられる。

水平距離+320m から+400m 間の堤体内部と考えられる深度では、ほぼ水平な反射面が検出されている。樋門施工時の埋め戻しに均質な材料で埋め戻されたものと想定される。



Fig.2.3-5 Photograph of the pseudo-three dimensional measurement at Uji river embankment.

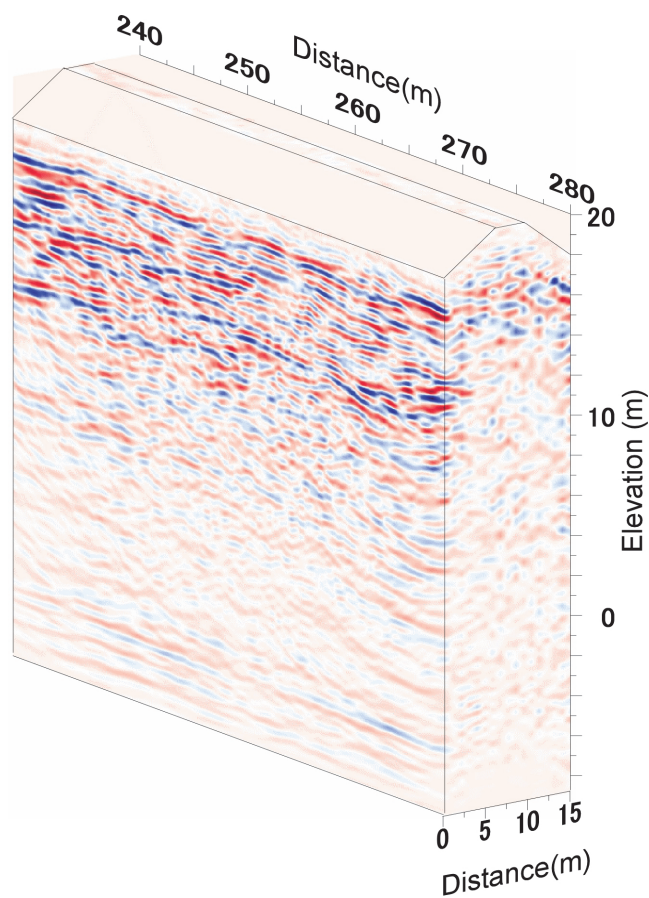


Fig.2.3-6 Pseudo-three dimensional results of Uji river embankment.

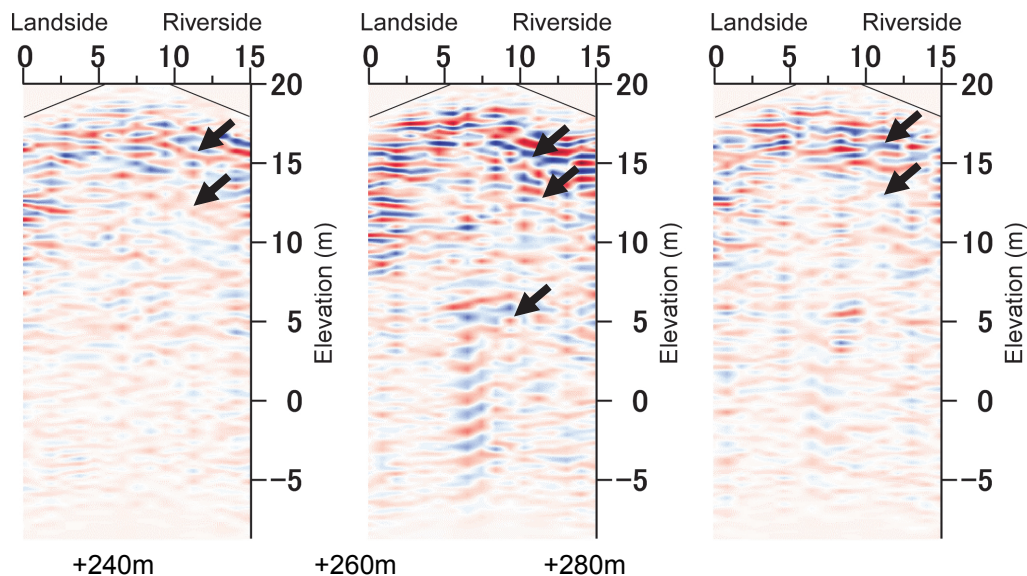


Fig.2.3-7 Cross line of the pseudo-three dimensional results.

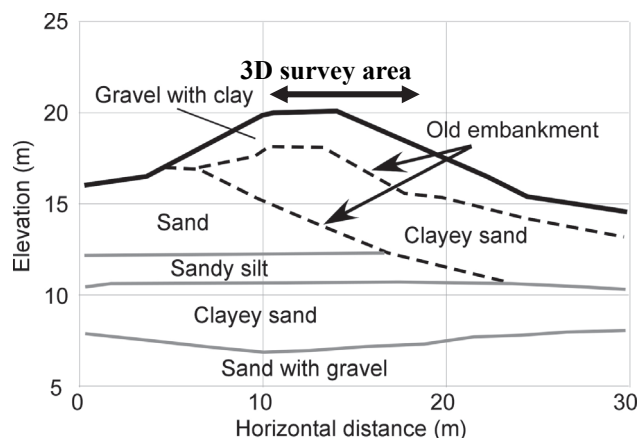


Fig.2.3-8 Cross section of soil structure at Uji river embankment in horizontal distance 230m point.

2.4 探査効率の検討

長大な河川堤防を探査するには、探査の効率も検討する必要がある。本調査を実施するにあたり、データ取得時にかかった時間を計測した。25cm 間隔で測定を行った場合、75m/hであった。測定間隔を2倍にすれば、測定時間は2倍になるが、水平方向の解像度が向上する。縦断測線の-50m から 100m の区間について測定間隔を 25cm, 50cm, 1m, 2m にしたときのプロファイルを Fig.2.4-1 に示す。測定間隔 0.25m と 0.5m では、水平分解能にほとんど差が見られない。しかし、測定間隔 1m と 2m では、明らかに水平分解能の低下を確認することができる。

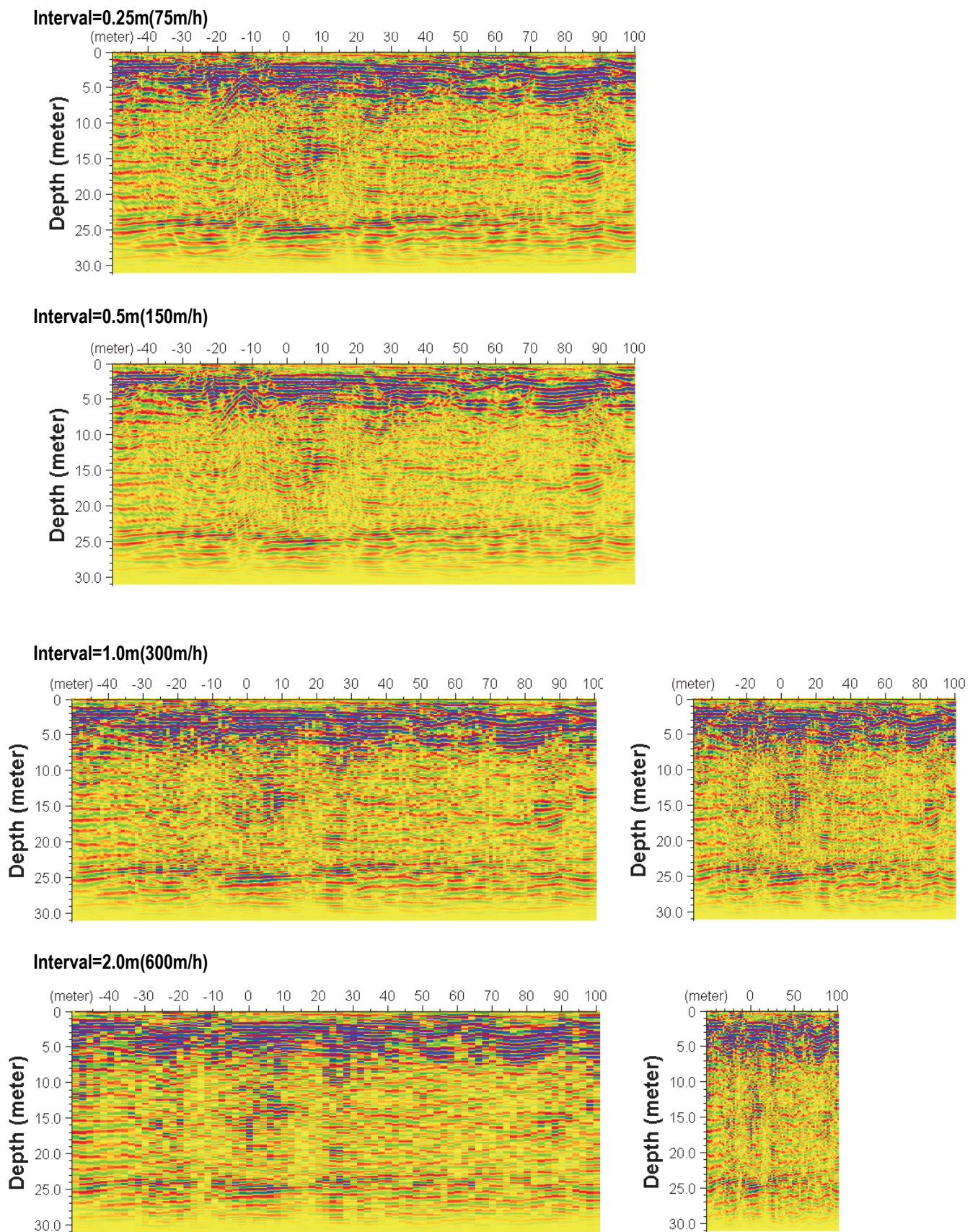


Fig.2.4-1 Horizontal resolution test result.

水平距離-12m 付近の深度 3m において、測定間隔 0.25m と 0.5m の場合は回折波が明瞭に確認できるが、測定間隔 1m と 2m では確認が困難である。従って、空洞調査のように回折波の検出を目的とした調査の場合は、測定間隔を広げるべきではない。堤体の内部構造や基礎地盤構造を調査する場合には、必要な水平解像度に応じて探査の仕様を決定する必要がある。

測定間隔 1m と 2m の場合のプロファイルについては、その右側に測定間隔 0.5m と同じ水平解像度になるように横軸を縮めたプロファイルも併記した。

Table 2.4-1 に測定間隔と探査の速さ及び一日あたりの測線長を示す。なお、一日あたりの測線長の算出には、一日の作業時間を 6 時間とした（一日 8 時間のうち、休憩 1 時間、準備と片付けに 1 時間）。

測定間隔 50cm 程度の水平解像度で探査を行った場合、一日あたり 900m となる。インパルス方式の GPR より作業効率は劣るものの、調査の目的によっては十分な効率を確保できたものと考えられる。

Table 2.4-1 Efficiency of the data acquisition for the river embankment exploration.

Interval (m)	Speed (m/h)	Length (m/day)
0.25	75	450
0.5	150	900
1	300	1800
2	600	3600

2.5 まとめ

周波数帯域 5～160MHz のステップ式 FM-CW GPR を山科川と宇治川の二つの実堤防に対して適用した。その結果、堤防の内部構造及び基礎地盤構造に起因すると考えられる反射記録を得ることができた。

山科川では縦断方向の測線長 200m の測線を設けた。探査深度 15m 程度までの記録を得ることができ、ボーリング調査による想定断面図とも矛盾しない結果であった。さらに、CMP ギャザーを 5m 間隔で 50m 区間にわたって取得し、電磁波の独断断面から Topp の式を用いて体積含水率断面を求めることができた。電気探査の結果とは整合する結果が得られた。2 本の横断測線を設けて、反射記録を得たところ、電気探査とも矛盾しない結果が得られた。ただし、Topp の式による体積含水率の絶対値には問題があった。Topp の式の適用するにあたっては、慎重な議論が必要であると考えられる。

宇治川では縦断方向に 500m の測線を設け、ボーリング調査により想定される断面と整合する結果が得られた。さらに 40m 区間で擬似三次元探査を行い、堤防内部の旧堤体構造を把握することができた。

探査効率は、堤体内部を含む地盤構造調査の場合、一日あたり 900m 程度のデータを取得

することができる（空洞調査の場合は、その半分となる）。

以上のように、ステップ式 FM-CW GPR により効率良く、地盤構造探査ができることが確認できた。今後はさらに事例を重ね、より高精度の探査手法にして行く必要がある。

第3章 媒質の誘電特性

3.1 水の誘電特性

媒質の比誘電率は物質固有の値であり，一般的には定数である。しかし，周波数依存性を有する媒質も存在する。誘電体の周波数依存性は誘電分散あるいは誘電緩和と呼ばれている。

地中の電磁波伝搬媒質のうち水の誘電特性は特異である。まず誘電率の値が非常に大きいこと，誘電分散をもつことの2点である。鉱物粒子などのように固体でかつ結晶質の媒質は一般的に誘電分散を生じない。しかし，水分子は分子全体としてみると電荷の偏りがある（これを分極という）ため誘電分散を生じる。

Fig.3.1-1 に水分子の分極状態を示す。酸素原子の中心と二つの水素原子の中心を結んだ線のなす角は約 104° であり，酸素原子の負電荷と水素原子の正電荷が偏っている。これが水分子の分極であり，分子全体はダイポール・モーメントをもっている。このダイポール・モーメントに外部から電場を与えられると分子の分極方向が揃うため全体として大きい誘電率を示す。

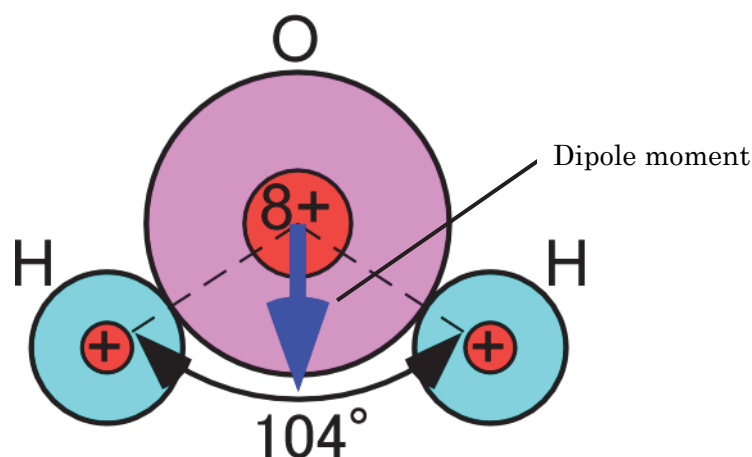


Fig.3.1-1 Polarization of water molecule.

水の比誘電率は Debye(1945)により Debye モデルとして定式化されている。Fig.3.1-2 に Debye モデルによる水の比誘電率を示す。比誘電率は一般的に複素数であり，実数部 ϵ' が誘電率として扱われる。虚数部 ϵ'' は導電率に相当する。水の比誘電率は地中レーダ探査の周波数帯域においては，ほぼ一定の 80 を示す。1GHz を越えると比誘電率の値が急激に減少し，虚数部が大きくなる。このことは電磁波に対しての損失が大きくなったことを意味する。

高い周波数の電場を与えられた水は，分子の動きが与えられた電場の変化に追従できな

くなり、誘電率の損失分である虚数部が増加し、その結果減衰が増大する。Debye は水（及び水と同じように分極した液体）の誘電分散を分子間の摩擦と位置づけた。電子レンジなどはこの損失の大きくなる周波数帯を用いて水分子を励起させ、与えた電磁波エネルギーを熱エネルギーに変換（加熱）している。

誘電率の実数部と虚数部について Debye の方程式は、次式であらわされる。

$$\epsilon' = \epsilon_s + \frac{\epsilon_\infty - \epsilon_s}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (3.1-1)$$

$$\epsilon'' = \frac{(\epsilon_\infty - \epsilon_s) \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (3.1-2)$$

ただし、

ϵ_s : 周波数が一定のときの ϵ'

ϵ_∞ : 高周波における ϵ''

τ : 緩和時間

である。20°C の水の場合、Debye モデルの定数はそれぞれ

$$\epsilon_s = 79.77$$

$$\epsilon_\infty = 1.34$$

$$\tau = 9.3 \times 10^{-12} \text{s}$$

である。

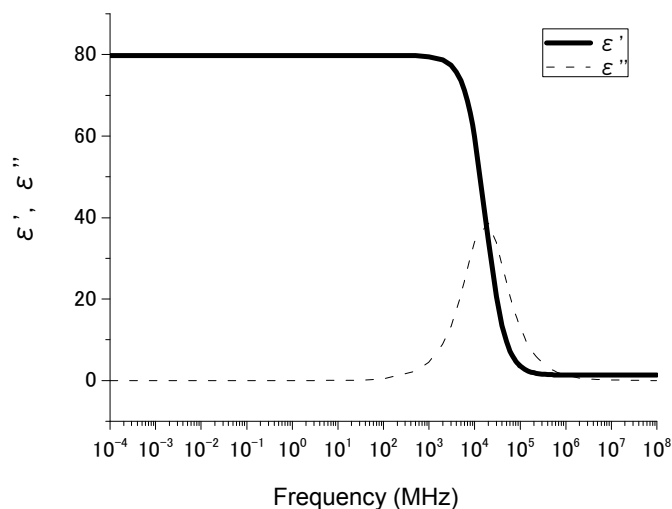


Fig.3.1-2 Complex dielectric permittivity of water given by Debye model (Debye, 1945).

3.2 混合体の誘電特性

岩石や鉱物の巨視的な比誘電率は、水・空気・土粒子の三者の混合体として、それぞれの比誘電率の割合によって決まると考えられている。空気の体積率（体積空気率）、土粒子の体積率（体積土粒子率）、体積含水率をそれぞれ $\theta_a \cdot \theta_m \cdot \theta_w$ とし、空気の比誘電率・土粒子の比誘電率・間隙水の比誘電率をそれぞれ $\varepsilon_a \cdot \varepsilon_m \cdot \varepsilon_w$ とする。岩石や土質の巨視的な比誘電率 ε_r は、次式であらわされる（線形モデル）。

$$\varepsilon_r = \varepsilon_a \theta_a + \varepsilon_m \theta_m + \varepsilon_w \theta_w \quad (3.2-1)$$

$\varepsilon_a \cdot \varepsilon_m \cdot \varepsilon_w$ はそれぞれ $1 \cdot 4 \sim 5 \cdot 80$ である。空気の占める割合が大きくなれば比誘電率は低下し、間隙水の占める割合が大きくなれば比誘電率は増加する。

Wharton, *et al.*(1980)は次式の混合体モデルを提唱している（Complex Refractive Index Method:CRIM モデル）。

$$\sqrt{\varepsilon_r} = \theta_a \sqrt{\varepsilon_a} + \theta_m \sqrt{\varepsilon_m} + \theta_w \sqrt{\varepsilon_w} \quad (3.2-2)$$

あるいは、次式のような対数の線形結合（Log 則モデル）

$$\log \varepsilon_r = \theta_a \log \varepsilon_a + \theta_m \log \varepsilon_m + \theta_w \log \varepsilon_w \quad (3.2-3)$$

も考案されている。しかし、いずれの式も土のような不均質媒質に対して、混合体の比誘電率を統一的に説明することができない。そのため、実験式を用いることが現実的である。

3.3 Topp の式による体積含水率の推定方法とその問題点

Topp *et al.*(1980)は、体積含水率と比誘電率の関係を示す実験式（Topp の式）として、次式を提唱した。

$$\theta_w = -0.0503 + 0.0292 \varepsilon_r - 5.5 \times 10^{-4} \varepsilon_r^2 + 4.3 \times 10^{-6} \varepsilon_r^3 \quad (3.3-1)$$

この式は、比誘電率（すなわち電磁波速度）から体積含水率を計算する方法（TDR ; Time Domain Reflectometry と呼ばれる）として実用化されている。

$$\varepsilon_r = 3.03 + 9.3 \theta_w + 146.0 \theta_w^2 - 76.7 \theta_w^3 \quad (3.3-2)$$

Topp 式は、砂質ローム（粒径 0.05～2.0mm 中心）とシルト質ローム（粒径 0.002～0.005mm 中心）、有機質土（粒径不詳）及びガラスビーズ（粒径 30 μ m 中心と粒径 450 μ m 中心の 2 種類）の体積含水率の異なるデータから求めた実験式である。

斎藤ほか(2008)でも指摘されているとおり、Topp の式は不均質な媒質や塩類を含む場合、あるいは細粒土には整合しない場合がある。また、Topp の式は体積含水率が 50%程度までのデータの比誘電率の値から算出されたものであり、50～100%の間のデータは取得されていない。

理論的なモデルに関しても様々な計算式が提唱されているが、例えば間隙率などの土質定数を仮定しないと比誘電率から体積含水率を求めることが難しい場合が多い（斎藤ほか，2008）。

一方，水を含む不均質媒質においては，顕著な周波数依存性が認められることが知られている（花井，2000）。含水状態においては，岩石にも誘電分散があることが報告されている（鈴木，2003）。しかし，土質試料についての議論は未だにほとんどなされていない。Wobschall(1977)は準誘電分散モデルにより周波数依存性を考慮した比誘電率と体積含水率の関係を提唱しているが，Topp *et al.*(1980)では実験と異なる結果であると指摘されているに過ぎない。

以降の章では Topp の式を検証するための水槽実験及び室内実験の結果を用いて，議論を展開する。

第4章 水槽実験による電磁波速度の研究

4.1 はじめに

本章では、砂を入れた水槽において地下水を変化させたときの電磁波速度を測定し、その値から定量的な解釈を試みるため、電磁波速度と体積含水率の関係を検討する。

はじめに水槽実験を行うための測定システムの開発を行い、その有効性を検証した。次に地下水位を変化させて電磁波速度を測定し、別途実施した土質試験結果から体積含水率を求めた。これらのデータから Topp の式との対比を試みた。

4.2 水槽用測定システムの開発

地中レーダのアンテナはダイポール方式のボウタイ・アンテナが一般的である。広帯域で動作させるために、給電点からアンテナ先端に向けて滑らかに形状を変化させた三角形状のことが多い。アンテナ先端での反射を抑制するために抵抗を装荷する場合もある。ボウタイ・アンテナは製作が比較的容易で、広帯域を実現できるために地中レーダ探査装置の多くはこのアンテナを採用している。しかし、アンテナ設置面から電磁波を地中だけでなく、上空に向かって放射あるいは受信するため、電磁波の遮蔽対策が必要である。例えば誘電損失の大きいフェライトタイルなどを導体の箱の内側に張り、これをアンテナエレメントに被せるなどの方法がある。比較的周波数の低い装置ではアンテナが大きいため、フェライトタイルの重さによって操作性や機動性が低下するという問題がある。

ボウタイ・アンテナは、給電点からアンテナ先端に向かって、徐々に広がる三角形状が多いが、このアンテナは給電点付近のインピーダンスが高い。そのため給電点におけるバランのインピーダンスは $200\ \Omega$ 程度にするのが普通である。しかしこの方法は電流が流れにくいため、放射・受信効率が低くなるという欠点がある。

本研究では、ダイポール方式に変わる、高効率かつフェライトなどの遮蔽の必要が無いアンテナとして、高周波の伝送線路であるマイクロストリップ線路を応用したアンテナを試作した。

マイクロストリップ線路は、高周波を損失が無いように伝送させる伝送線路である。接地導体とマイクロストリップ線路の間に誘電率の大きな材質を挟んで使用する (Fig.4.1-1)。マイクロストリップ線路の導体間にある誘電体を低い誘電率の物質にして、上下を逆転させ、誘電率の高い地表面におくと、マイクロストリップ線路とは逆に、高い誘電率の方に磁界が放射され、地中に電磁波が伝搬する (Fig.4.1-2)。一方、地表面から上には原理的に電磁波は放射されない。

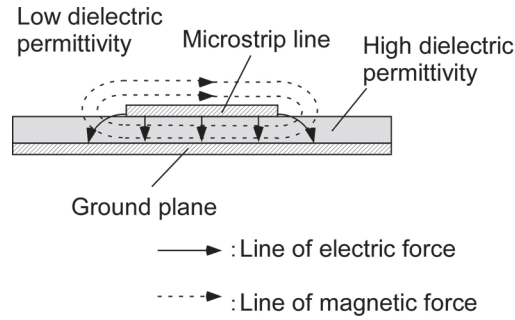


Fig.4.2-1 Principle of the microstrip line.

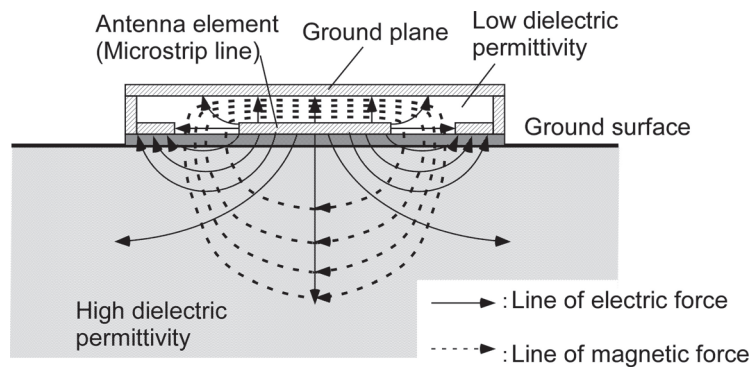


Fig.4.2-2 Principle of the microstrip antenna.

比較のため、従来のボウタイ・アンテナとマイクロストリップ・アンテナの2種類を製作した。Fig.4.3-3 及び Fig.4.3-4 に製作した二つのアンテナの外観をそれぞれ示す。媒質の比誘電率を9程度と仮定し、中心周波数 f_c を 500MHz に設定すると媒質中の波長 λ_m は、媒質の電磁波速度 v_m を用いて次式で計算することができる。

$$\lambda_m = \frac{v_m}{f_c} = \frac{C}{f_c \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2.998 \times 10^8}{500 \times 10^6 \times \sqrt{9}} = 0.2 \text{ (m)}$$

アンテナ全長は媒質中の波長の半分にするので、アンテナ全長は 10cm となる。両方のアンテナともエレメント全長を 10cm の共通とした。ボウタイ・アンテナでは 400Ω 並列（全抵抗 200Ω）、マイクロストリップ・アンテナでは片側 25Ω 直列（全抵抗 50Ω）の抵抗をエレメント先端にそれぞれ装荷した。ボウタイ・アンテナにはフェライトなどの電磁波吸収体は用いていない。エレメントを固定した板はボウタイ・アンテナでは塩化ビニール板、マイクロストリップ・アンテナではベークライト板であり、厚さはいずれも 1mm である。マイクロストリップ・アンテナのエレメントと外側の接地導体との間には発泡スチロールを介している。エレメントの幅とインピーダンス及びストリップ導体と接地導体間の比誘電率との間に Fig.4.2-5 の関係がある。同図からエレメントと外部接地導体との距離は 5mm とした。

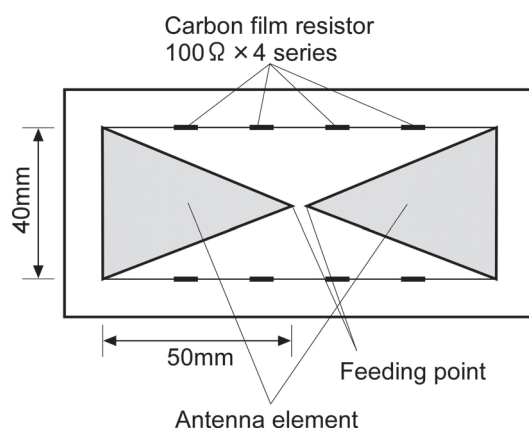


Fig.4.2-3 Prototype bowtie antenna.

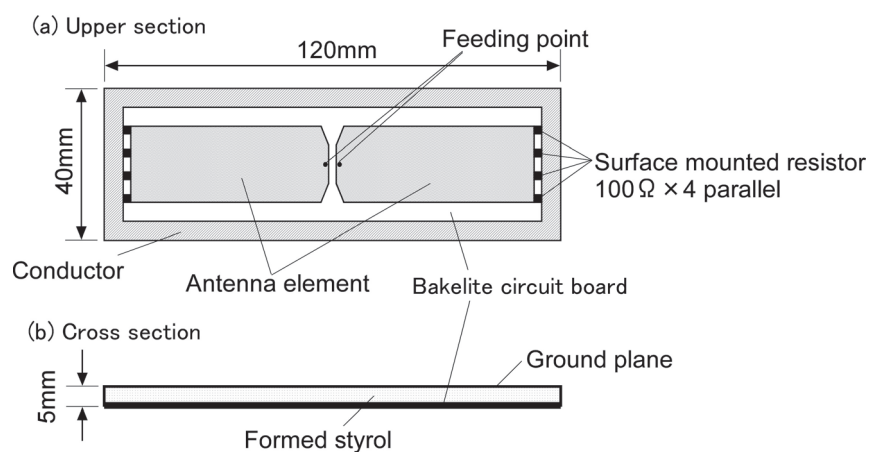


Fig.4.2-4 Prototype microstrip antenna.

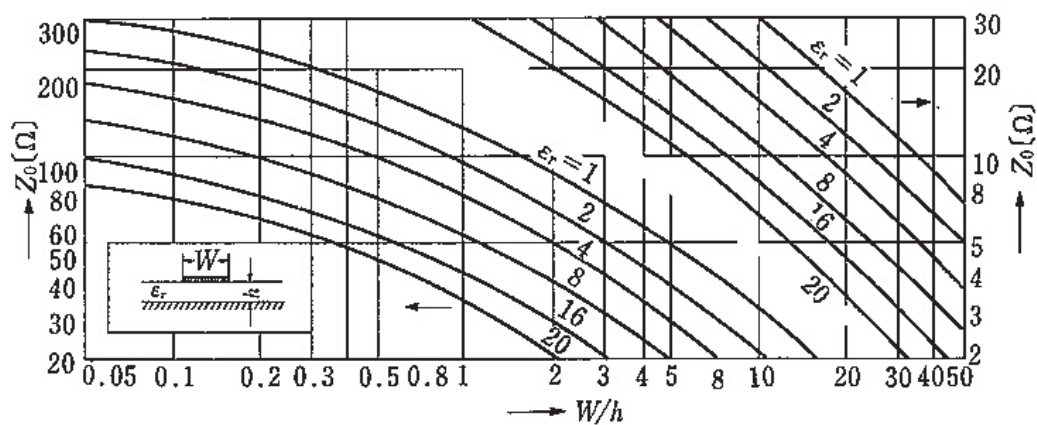


Fig.4.2-5 Relation of impedance of the microstrip line versus width/height ratio with relative dielectric permittivity of the microstrip dielectric materials.

Fig.4.2-6 に測定システムのブロック図を、Table 4.2-1 に主な仕様をそれぞれを示す。システム本体はベクトル・ネットワーク・アナライザ(HP8753E)とし、二つのポートにそれぞれ製作したアンテナを同軸ケーブル（特性インピーダンス 50Ω 、長さ 10m）で接続した。同軸ケーブルとアンテナとの間には、アンテナの放射パターンに偏りが出ないようにバランを配置した。ただし、ボウタイ・アンテナのときは $50\Omega : 200\Omega$ 、マイクロストリップ・アンテナの時は $50\Omega : 50\Omega$ とした。ネットワーク・アナライザには GP-IB を介して PC を接続し、データを収録した。

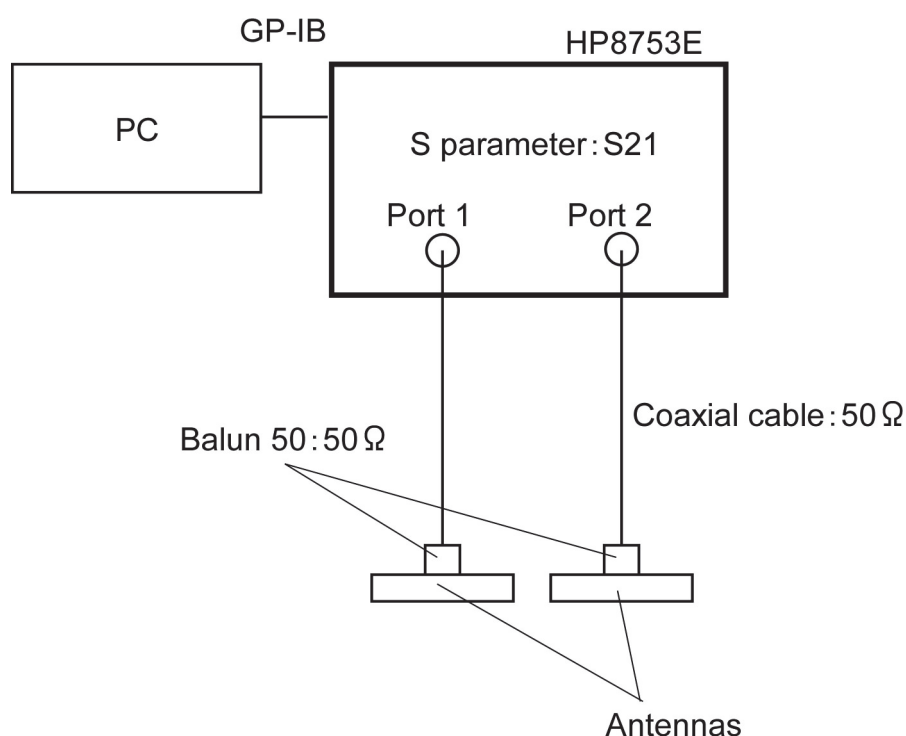


Fig.4.2-6 Block diagram of the equipment.

Table 4.2-1 Specifications of the equipment.

Items	Specifications
Vector network analyzer(VNA)	HP8753E
Calibration kit	HP85032B(N-type)
Interface	GP-IB-PCMCIA
GP-IB cable	10833C
Coaxial cable	Impedance: 50Ω , 10m \times 2, N-type connector
Balun	50Ω (unbalanced) : 50Ω (balanced)
Tank	1.5m(W) \times 1.5m(D) \times 1m(H)(2.3m ³)
PC	OS: Windows XP

4.3 実験用水槽の製作

実験に使用した水槽は FPR 製で、直径 3m、深さ 70cm である。Fig.4.3-1 に水槽の写真を示す。表面からほぼ 2:1 となるように 2 種類の珪砂を水平に敷き詰めた。第 1 層は粒径 $150\mu\text{m}$ が中心の細砂相当、第 2 層は $300\mu\text{m}$ が中心の中砂相当である。使用した砂の粒径加積曲線を Fig.4.3-2 に示す。初めに中砂を敷き詰め、一度水で飽和させてバイブレータで振動させて締め固めた後、水抜きを行った。次に、細砂を敷き詰め同様の作業を行った。ただし、細砂を振動させるときは、両者が混ざらないように細砂の深さまでバイブレータを挿入して締め固めた。

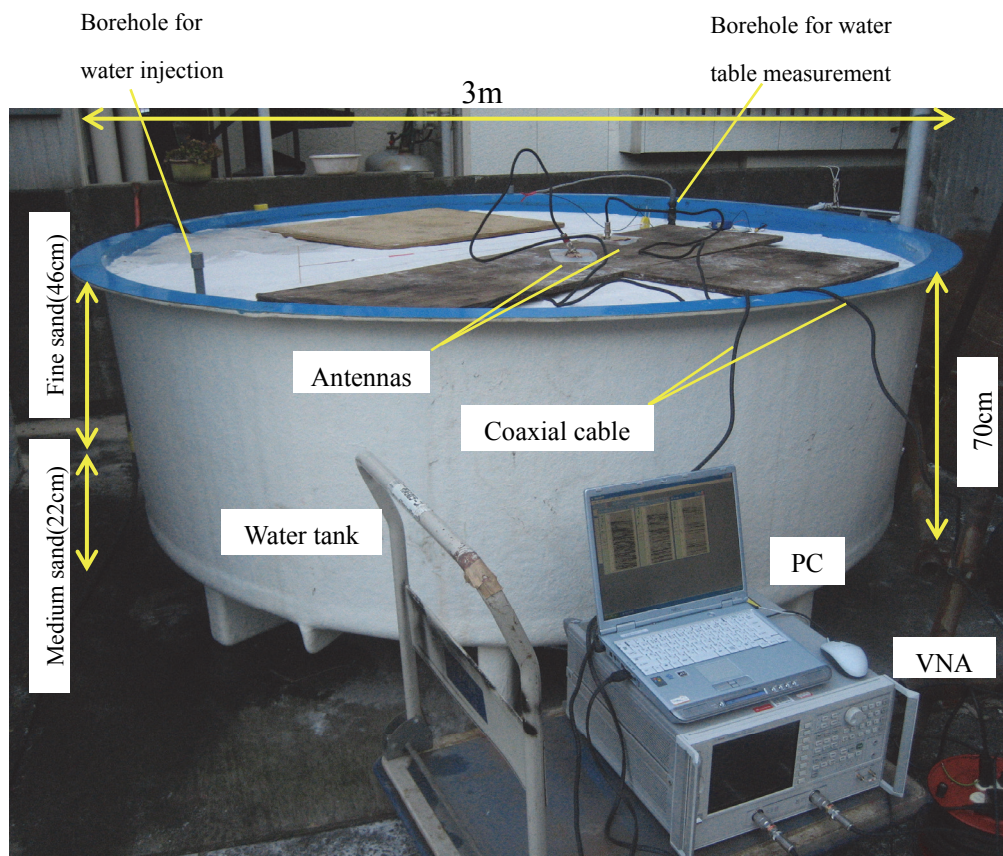


Fig.4.3-1 Photograph of the equipment and the tank.

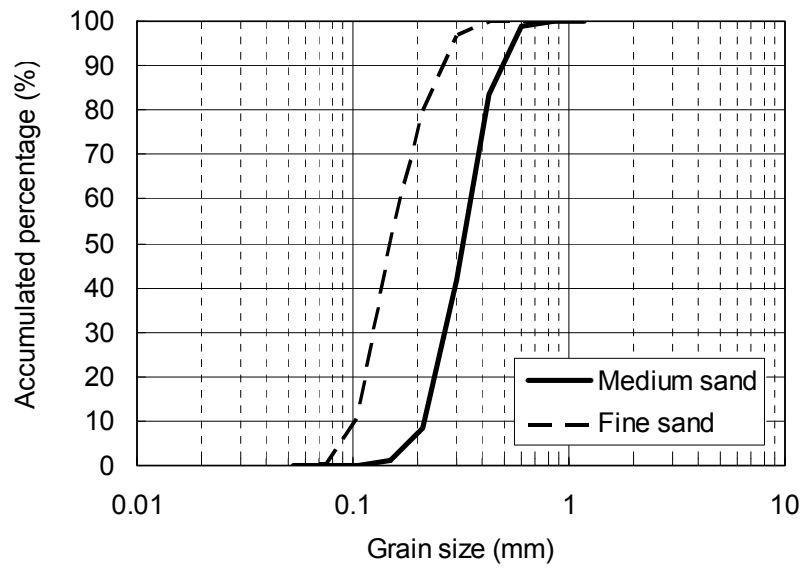


Fig.4.3-2 Grain size accumulation curve of the medium sand and fine sand.

4.4 測定システムの性能確認試験

前節で示した水槽で測定システムの性能試験を実施した。データ取得時には、水抜き直後であり、砂全体が不飽和の状態にあったと考えられる。Fig.4.4-1 に示すように CMP ギャザーを取得し、二つのアンテナの波形を比較する。水槽の中心を CMP とした。測定パラメータを Table 4.4-1 に示す。周波数帯域は 100~1000MHz であり、パルス波レーダでは中心周波数 550MHz に相当する。取得したデータは、逆フーリエ変換(IFFT)により時間波形に変換した。測定の状況を Fig.4.4-2 に示す。

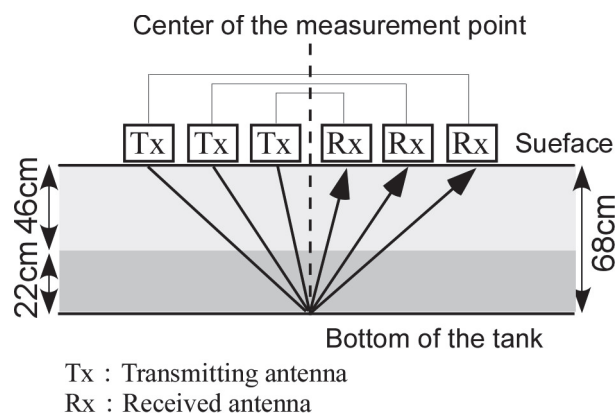


Fig.4.4-1 Configuration of the efficiency test.

Table 4.4-1 Parameters of the efficiency test.

Items	Parameters
Frequency range	100~1000MHz
Step number	201
IF band width	100 Hz
Transmitting power	0 dBm (= 1mW)
S parameter	S21(Transmission response)
Stacking	1
Measurement time	2.01 s
Acquisition time	222.2 ns
Sampling point	512
Antenna interval	12~120cm (Interval = 2cm)
Trace number	55



Fig.4.4-2 State of the efficiency test.

データ処理のパラメータを Table 4.4-2 に示す。データ処理後の波形を Fig.4.4-3 に示す。伝搬時間 0ns 付近から、空気中を伝搬した直達波及び速度の小さい表面波が観測され、24ns 付近からは、水槽下面の反射波が検出されている。マイクロストリップ・アンテナ（以下 MS または MS-ANT）では 12ns 付近から始まる反射波が検出されているが、ボウタイ・アンテナ（以下 BT または BT-ANT）では不明瞭である。両者を比較すると、分解能は MS-ANT の方が高い。

Fig.4.4-4 に両者の振幅スペクトルを示す。MS-ANT の方が高い周波数成分が多く含まれている。低い周波数成分についても BT-ANT より MS-ANT の振幅の方が大きい。

Table 4.4-2 Data processing parameter.

Data processing	Parameter
Correction of the cable delay	37.3ns
Automatic Gain Control	Time window = 10ns
Band pass filter	Band width : 200～800MHz
Velocity filter	Removal over 30 cm/ns (=light speed)

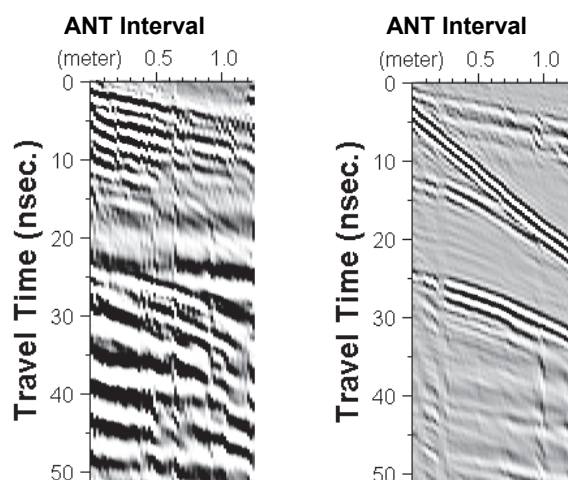


Fig.4.4-3 Comparison with the CMP gather of BT-ANT and MS-ANT.

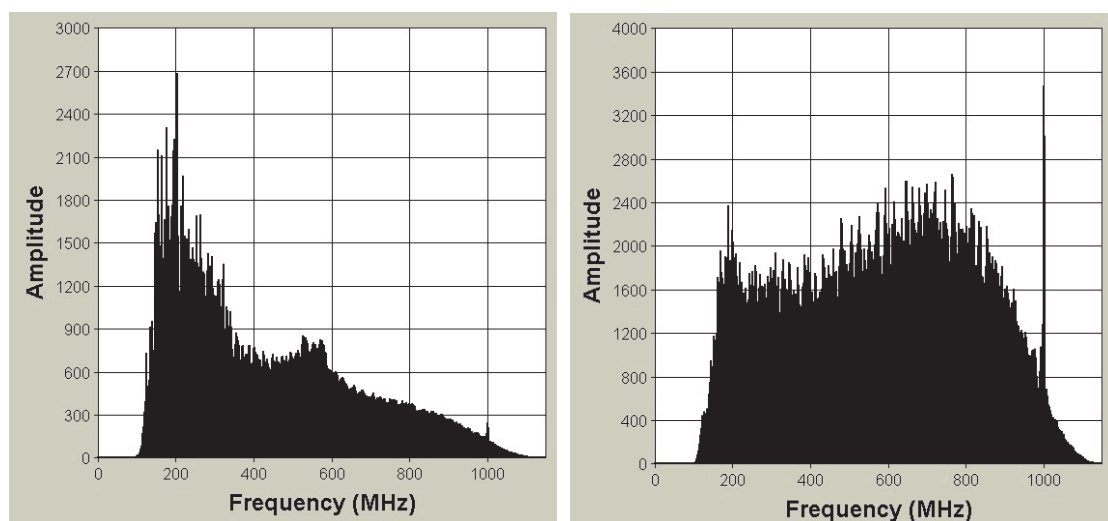


Fig.4.4-4 Comparison with the amplitude spectra of BT-ANT (left) and MS-ANT (right).

アンテナ面を密着させて測定した S_{21} (伝送特性) の測定結果を Fig.4.4-5 に示す。アンテナ設計時の中心周波数は 500MHz であるが、MS-ANT では 800~900MHz、BT-ANT では 450MHz 程度になっている。BT-ANT は、中心周波数より高い周波数では急激に感度が低下する。MS-ANT は周波数が低くなるに従って徐々に感度が低下するが、変化の仕方は緩やかである。

第 1 章(Fig.1.1-2)に示したとおり、媒質中を伝搬した電磁波は高周波における減衰が大きい。MS-ANT では高い周波数帯域では感度が高いため高周波での媒質の減衰を補償することができる。低周波では媒質の減衰が少ないため、アンテナの感度は低くても受信レベルが相対的に高くなり、結果的に平坦な周波数特性が得られたものと考えられる。BT-ANT では高周波での媒質の減衰の影響を受け、狭帯域の受信信号となり、分解が低下している。

Fig.4.4-6 に二つのアンテナの速度スペクトルを示す。縦軸は速度(2~15cm/ns)、横軸は伝搬時間(0~100ns)である。両者とも丸印で示した位置に重合速度のピークが確認できる。電磁波速度は 6.5cm/ns、比誘電率に換算すると 21.3 である。ただし、両者を比較すると MS-ANT の方が明らかに S/N が高く、12ns 付近には若干小さい速度のピークが検出されている。BT-ANT にはこのピークは検出されていない。このことから MS-ANT が高分解能であり、わずかな電磁波速度も検出することができる。

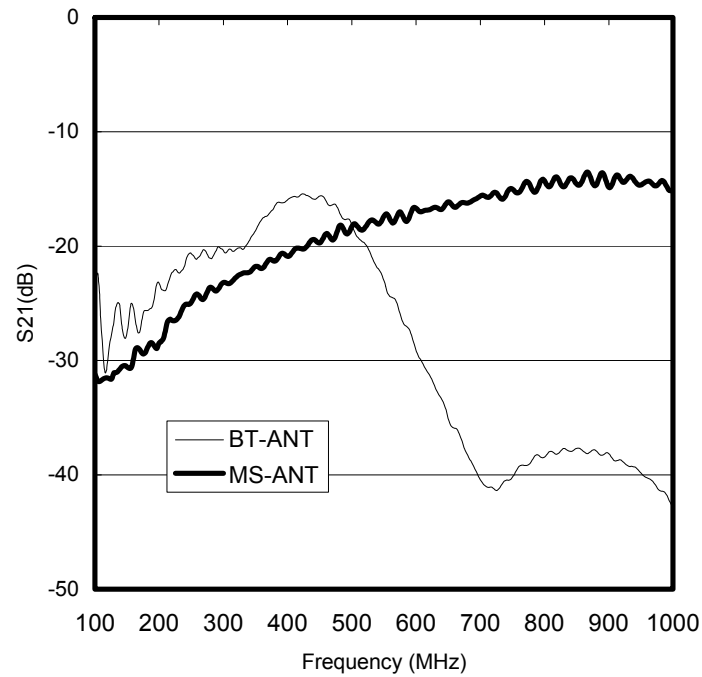


Fig.4.4-5 Frequency response of BT-ANT and MS-ANT which contacted the transmitting antenna and the received antenna.

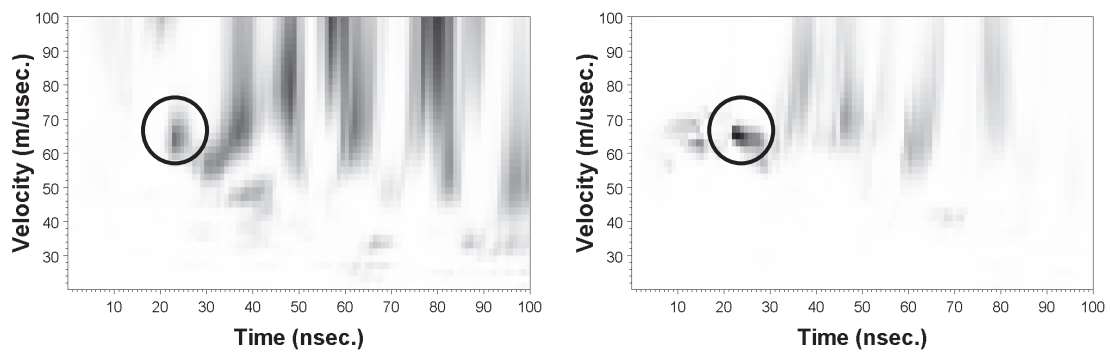


Fig.4.4-6 Velocity spectra of BT-ANT and MS-ANT.

4.5 地下水位の変動方法

地下水位は Fig.4.5-1 に示すように水槽の端に注水孔を設置し、それと最も離れた位置で水位を観測した。注入孔・水位観測孔とも VP16 の塩ビパイプとし、注入孔は中砂の先端部 5cm のみストレーナ仕上げ、水位観測孔は全面ストレーナ仕上げとした。地下水位は Fig.4.5-2 に示すように、初めに 68cm (水槽底面) とし、下から徐々に飽和地下水面を上昇させ、57cm (中砂のほぼ中間)・46cm (中砂と細砂の境界)・30cm (細砂層内)・7cm (表面

付近) の 5 通りとした。実験中に飽和地下水位は低下させていない。飽和地下水 7cm では、表面が湿っている状態である。

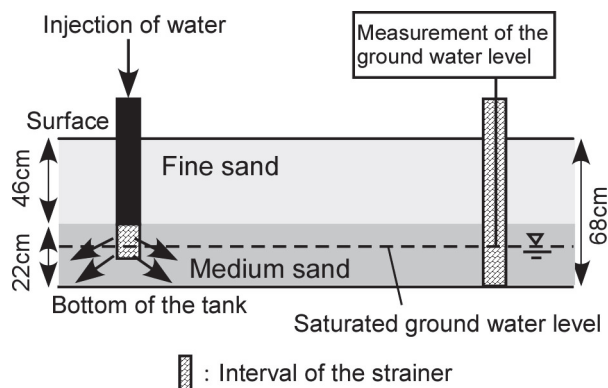


Fig.4.5-1 Configuration of the tank.

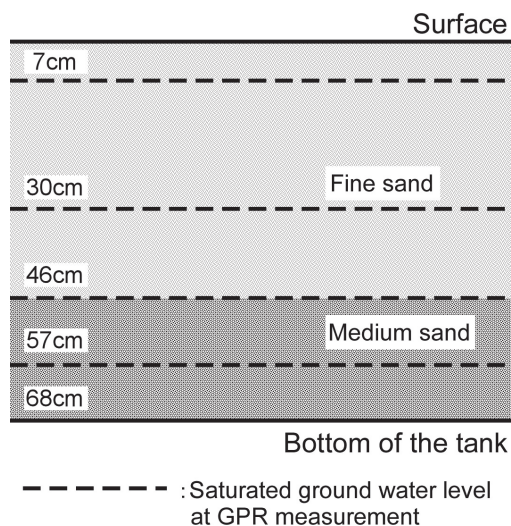


Fig.4.5-2 Depth of the saturated ground water level.

4.6 土質試験

測定時の水槽内の砂の物理特性を定量的に把握し、電磁波速度と対比させるため、以下の土質試験を行った。

- ・土粒子の密度試験(JIS-A-1202)
- ・土の含水比試験(JIS-A-1203)
- ・土の湿潤密度試験(JIS-A-1225)

土質試験は、購入時の乾燥状態と、一度水を入れてから抜いた直後（水抜状態）、水を抜いて約 2 日放置して表面を乾燥させた状態（表乾状態）及び飽和状態の 3 回実施した。試料を湿潤させる際には Fig.4.6-1 に示すように、水槽の場合と同じように、試料の下側から湿潤させた。



Fig.4.6-1 Wet process of the sample.

4.7 測定方法及びデータ処理

測定方法及びデータ処理パラメータは、Table 4.4-1 及び Table 4.4-2 に示したものと同一である。速度スペクトルから RMS 速度を求め、Dix の式を用いて区間速度を計算し、(B-26) 式（巻末付録 B）を用いて比誘電率に換算した。

4.8 実験結果

記録波形及び速度スペクトルを Fig.4.8-1 に示す。速度スペクトルは横軸が全長 40ns，縦軸は 20～150m/μs である。

最小オフセットのとき，10～15ns 付近に認められる反射波が中砂と細砂の境界，20ns 付近に認められる反射波が水槽底面でそれぞれ生じたものと推定される。飽和地下水位（記録波形の上に示す）が上昇するにつれて第 1 層，第 2 層とも RMS 速度が低下していることが確認できる。

飽和地下水位に対する電磁波速度及び比誘電率の変化を Fig.4.8-2, Fig.4.8-3 にそれぞれ示す。中砂の比誘電率は，飽和地下水位の上昇に伴って徐々に大きくなっている。一方，細砂の比誘電率は，両者の境界を飽和地下水位が越える前後で大きな変化が認められる。

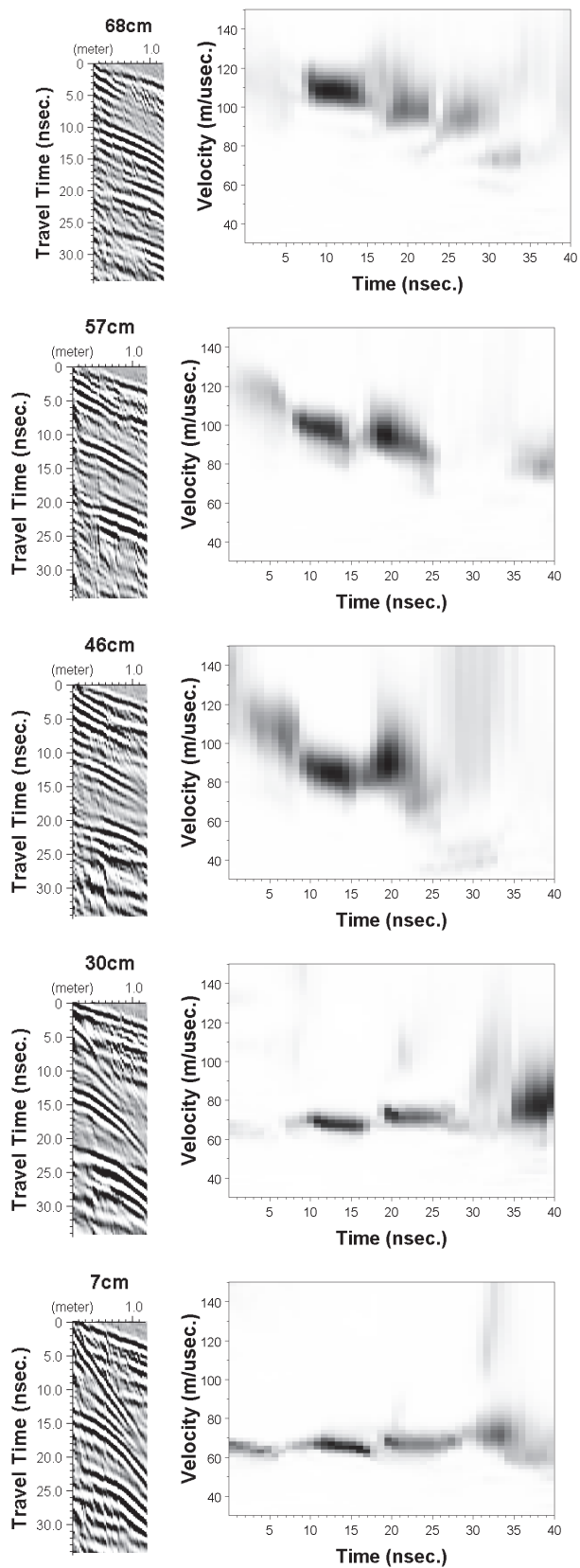


Fig.4.8-1 CMP gathers and velocity spectra of each ground water level.

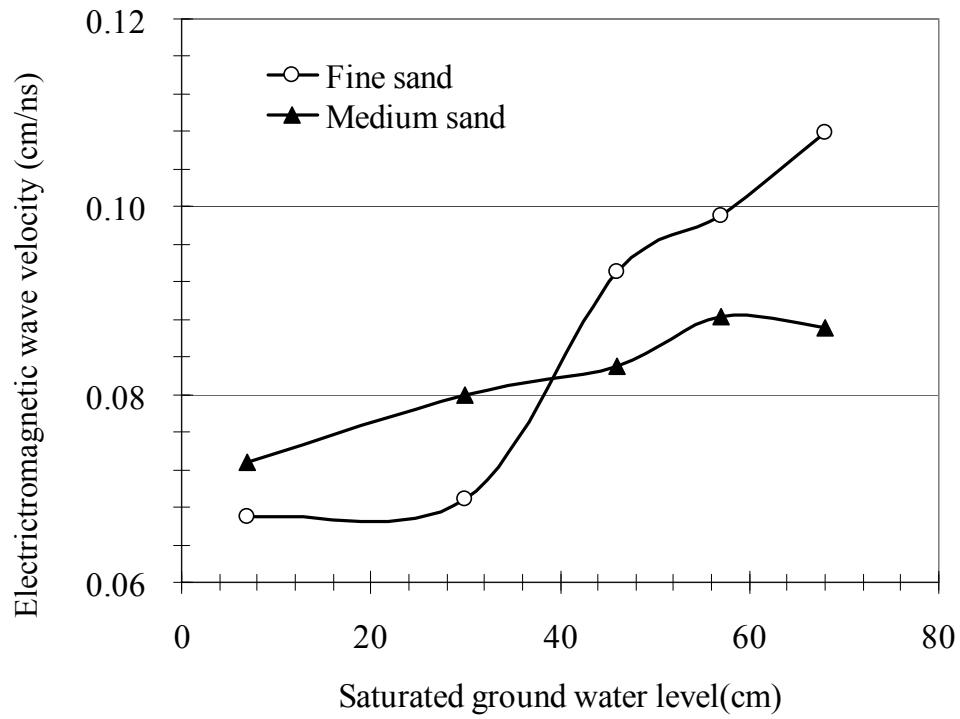


Fig.4.8-2 Variation of the electromagnetic wave velocity versus water table.

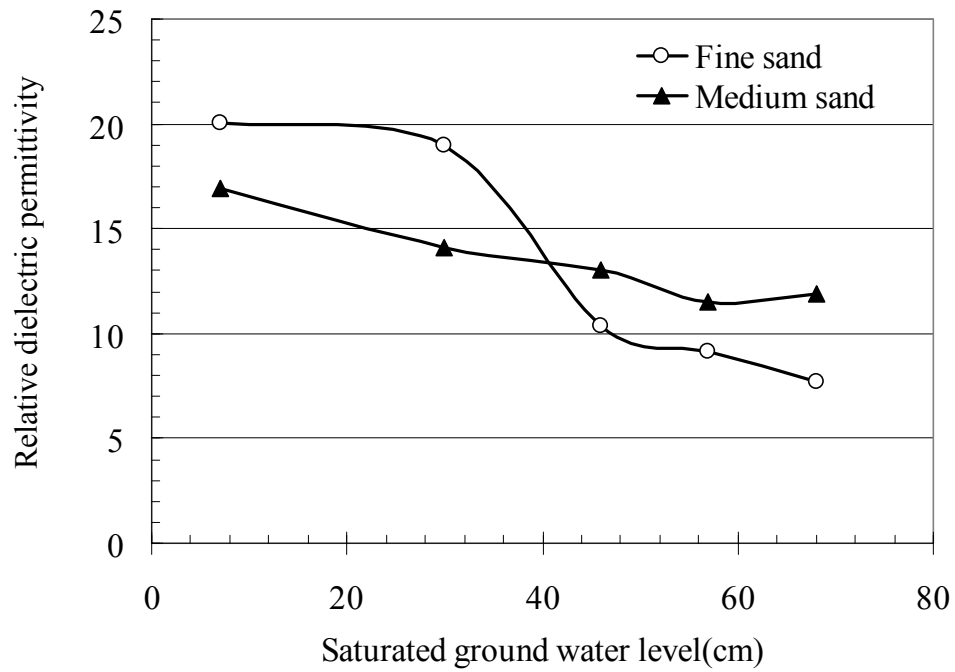


Fig.4.8-3 Variation of the relative dielectric permittivity versus water table.

土質試験結果を Table 4.8-1 に示す。なお、「乾燥(dry)」とは珪砂購入時の状態,「表乾(surface dry)」とは一度飽和させて表面が乾燥した状態,「水抜(wept)」とは一度飽和させてから水を抜いた直後の状態をそれぞれ指す。「表乾」状態は,最も地下水位が低い 68cm の状態,「水抜」状態は,砂の各層の中間に飽和地下水位がある状態,「飽和(saturated)」状態は最も地下水位が高い 7cm の状態に相当すると考えられる。

Table 4.8-1 Soil testing results of the samples.

Sample name	Soil particle density (g/cm ³)	Moisture content (%)	Wet density (g/cm ³)
Medium sand (dry)	2.639	0.0	1.830
Fine sand (dry)	2.651	0.0	1.707
Medium sand (surface dry)	2.639	14.4	2.082
Fine sand (surface dry)	2.651	17.8	1.978
Medium sand (wept)	2.643	16.5	2.122
Fine sand (wept)	2.641	20.0	2.043
Medium sand (saturated)	2.641	16.4	2.140
Fine sand (saturated)	2.645	21.0	2.054

4.9 考察

体積含水率 θ_w (%) は, 乾燥密度 ρ_d 及び含水比 w_n を用いて,

$$\theta_w = \rho_d \times \frac{w_n}{100} \quad (4.9-1)$$

とあらわされる。土粒子の体積率 θ_m は, 湿潤密度 ρ_t , 土粒子密度 ρ_s を用いて,

$$\theta_m = \left(1 - \frac{w_n}{100}\right) \cdot \frac{\rho_t}{\rho_s} \quad (4.9-2)$$

であり, 空気の体積率は θ_a

$$\theta_a = 1 - (\theta_m + \theta_w) \quad (4.9-3)$$

から求めることができる。

空気の比誘電率を 1, 土粒子の比誘電率を 4, 水の比誘電率を 81 と仮定して, これらのモデルから計算した比誘電率, 体積含水率と及び比誘電率の実測値をプロットしたグラフを Fig.4.9-1 に示す。体積含水率 0% の値は, 線形モデルと CRIM モデルから計算される値の平均を用いた (Log 則モデルでは 1 より小さい値となるため除外した)。Fig.4.9-1 から, 今回の実験で得られた値は, Log 則モデルと CRIM モデルの中間の値を示すことがわかる。比誘電率が 15 以上では CRIM モデル, 15 以下では Log 則モデルが調和的である。

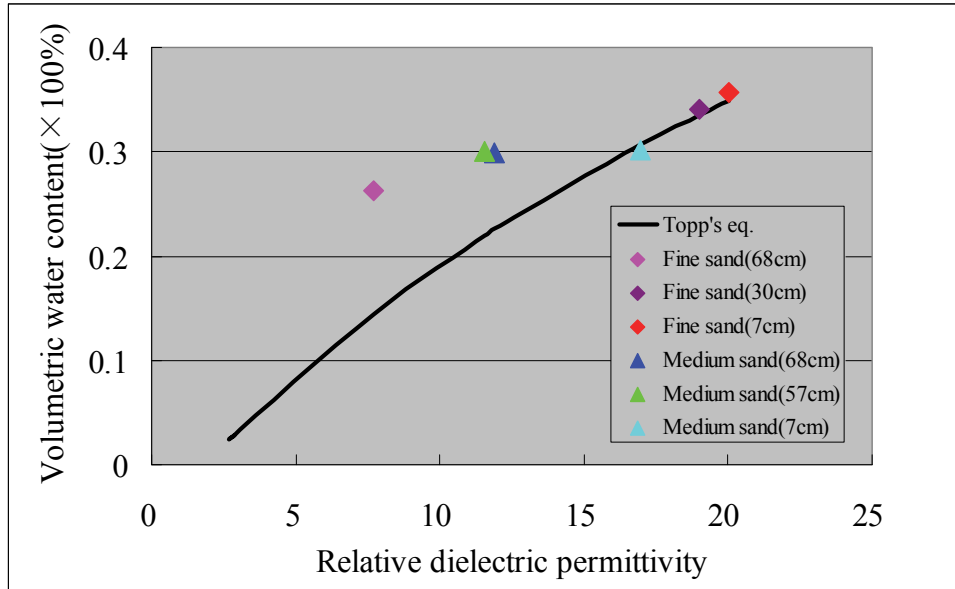


Fig.4.9-1 Result of the relation between the volumetric water content and the dielectric permittivity.

土質試験から計算した間隙比(void ratio)と間隙率(porosity)を Table 4.9-1 に示す。Fig.4.9-1 に示したように、地下水位の変化に伴う比誘電率の変化は、細砂の方が中砂より大きい。これは、細砂の方が中砂に比べて間隙比（及び間隙率）大きく、飽和状態では水の占める比率が相対的に大きいため比誘電率の値も大きくなったものと考えられる。このことは、混合体モデルによる考察とも矛盾しない。

Table 4.9-1 Void ratio and porosity of the samples.

Sample name	Void ratio	Porosity
Medium sand (dry)	0.443	0.307
Fine sand (dry)	0.553	0.356
Medium sand (surface dry)	0.450	0.310
Fine sand (surface dry)	0.579	0.367
Medium sand (wept)	0.451	0.311
Fine sand (wept)	0.551	0.355
Medium sand (saturated)	0.437	0.304
Fine sand (saturated)	0.558	0.358
Medium sand average	0.445	0.308
Fine sand average	0.560	0.359

Topp の式と測定値をプロットしたグラフを Fig.4.9-2 に示す。比誘電率が 15 以上では Topp の式と調和的であるが、15 以下では Topp の式から外れる。

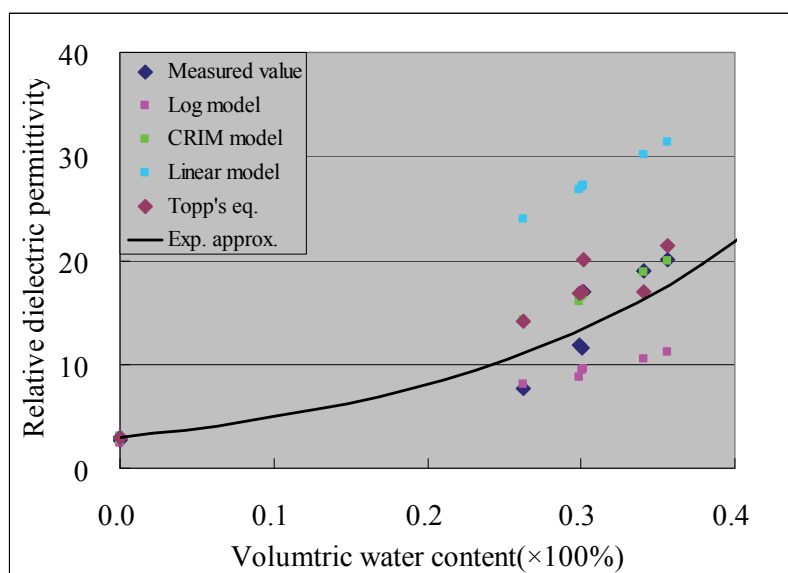


Fig.4.9-2 Calculated volumetric water content and dielectric permittivity from Topp's equation.

4.10 まとめ

珪砂を入れた水槽において、ネットワーク・アナライザに微小アンテナを接続した連続波レーダ探査装置を用いて、飽和地下水面を変化させてワイドアングル測定を実施した。その結果、飽和地下水位の上昇に伴って電磁波速度が低下することが認められた。土質試験の結果と比誘電率（電磁波速度）との結果から以下の関係を得た。

- ①体積含水率と比誘電率の間には強い正の相関が認められた。
- ②この関係は、比誘電率が 15 以上では CRIM モデル、15 以下では Log 則モデルとの相関が高い。
- ③比誘電率 15 以上については Topp の式とほぼ一致する。

地下水位の変化に伴う比誘電率の変化は細砂の方が中砂より大きく、飽和状態においては細粒の方が粗粒に比べて比誘電率の値が大きい。このことは、細砂の方が、間隙率が大きく、間隙を占める水の割合が相対的に多いためである。

今後は、

- ・電磁波速度及び体積含水率のデータの蓄積により精度の高い相関関係の検討、
- ・砂以外の土質試料によるデータの蓄積、

などについて検討する予定である。

本研究で得られた結果を、同様の周波数帯域（100～1000MHz）に適用するには問題がないと考えられる。しかし、異なる周波数帯域（特に低い周波数）における誘電分散の検討

が重要な課題になる。

電磁波速度から体積含水率を推定することができれば、地下水調査だけでなく、土木工学あるいは環境工学分野への応用も可能となる。粗粒の砂質土における地下水面のモニタリング及び岩盤における体積含水率の変化を捕らえた事例は、Suzuki *et al.*(2004)あるいは須山ほか(2003)に報告されている。ステップ式 FM-CW GPR を用いて、原位置で繰り返し測定を行い、比抵抗及び電磁波速度（比誘電率）と体積含水率との関係を研究した事例としては、高倉ほか(2007a)・高倉ほか(2007b)・高倉ほか(2008)が報告されている。

本研究の方法は、珪砂以外の土質についても検討が行われ（山田ほか，2010・山田ほか，2011），今後の研究成果が期待される。

第5章 同軸導波管を用いた土質試料の誘電特性

5.1 はじめに

第2章で及び第4章で電磁波伝搬速度と Topp の式との関係を検討したが、体積含水率の絶対値の議論には問題があった。第4章で示した水槽実験により様々な土質や体積含水率に対して検討することが、実際のフィールドに近いデータが得られるはずである。しかし、第4章で示した水槽実験に必要な土質材料は、5t 近い量が必要であり、様々な土質で実験を行うことは、時間やコストがかさむ。本章では、少量の土質試料を用いた誘電特性の測定方法を提案し、従来 TDR 法に用いられてきた Topp の式に変わる誘電分散を考慮した体積含水率と比誘電率の関係式（実験式）を提案する。

5.2 測定方法

電磁波の伝搬様式は、伝搬定数といわれる次式であらわされる。

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (5.2-1)$$

ここで、 ϵ は誘電率、 σ は導電率、 μ は透磁率、 j は虚数単位、 ω は角周波数である。誘電率と透磁率の添字 r は真空の値に対する比であることを示し、 ϵ_r と μ_r をそれぞれ比誘電率・比透磁率という。媒質に損失がない場合 $\sigma \approx 0$ であるから、(5.2-1)式は真空中の波長 λ_0 を用いると次式であらわすことができる。

$$\gamma = j \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \right) \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (5.2-2)$$

Fig.5.2-1 に示すように、電磁波が外に放射しない同軸構造の管（このような管を同軸導波管という）の端部に試料を置き、反射係数 Γ を測定する。反射係数から次式により試料の特性インピーダンスを求めることができる（岡田，1993）。

$$Z_C = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} Z_0 = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (5.2-3)$$

Z_C は媒質の特性インピーダンス、 Z_0 は同軸導波管の特性インピーダンスである。

$$Z_{CN} = \frac{Z_C}{Z_0} \quad (5.2-4)$$

とにおいて、(5.2-2)式と(5.2-3)式の商及び積をつくると、 ϵ_r と μ_r は次式であらわすことができる。

$$\epsilon_r = -j \frac{\lambda_0}{2\pi} \frac{\gamma}{Z_{CN}} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (5.2-5)$$

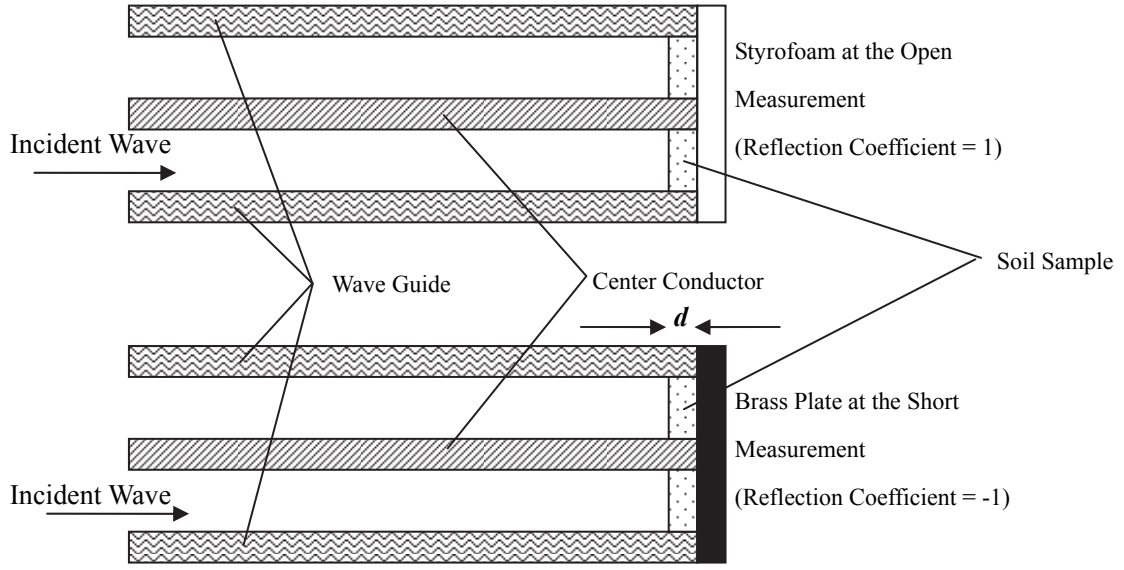


Fig.5.2-1 Measurement method of electromagnetic properties using coaxial wave guide.

$$\mu_r = -j \frac{\lambda_0}{2\pi} Z_{CN} \gamma = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (5.2-6)$$

一般に比誘電率と比透磁率は複素数であり、 ϵ_r と μ_r の'はそれぞれの実数部,"はそれぞれの虚数部である。ここで、試料背面が開放、すなわち自由空間である場合（これを open と表記する）、試料背面における反射係数は、 $\Gamma = 1$ である（岡田，1993）。このときの試料の特性インピーダンス Z_{open} は、

$$Z_{open} = Z_C \tanh(\gamma d) \quad (5.2-7)$$

であらわされる。試料背面が短絡（これを short と表記する）、すなわち導体である場合は $\Gamma = -1$ であるから、このときの試料の特性インピーダンス Z_{short} は、

$$Z_{short} = Z_C \coth(\gamma d) \quad (5.2-8)$$

であらわされる（岡田，1993）。 d は試料の厚さである。ここで、(5.2-7)式と(5.2-8)式の積及び商をつくると、

$$Z_{open} Z_{short} = Z_C^2 \quad (5.2-9)$$

$$\frac{Z_{open}}{Z_{short}} = \tanh^2(\gamma d) \quad (5.2-10)$$

が得られる。 $Z_C \cdot Z_{open} \cdot Z_{short}$ はいずれも正の値をとるから、

$$Z_C = \sqrt{Z_{open} Z_{short}} \quad (5.2-11)$$

$$\gamma = \frac{1}{d} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_{open}}{Z_{short}}} \quad (5.2-12)$$

が得られる。すなわち，試料背面が開放状態と短絡状態との場合について試料の特性インピーダンス（複素数）から，試料の特性インピーダンスと伝搬定数を求めることができる。それらを(5.2-5)式及び(5.2-6)式に代入して，複素比誘電率と複素比透磁率を得ることができる。以上のインピーダンスと伝搬定数，あるいは反射係数の計算についての詳細は付録C及び付録Dに示した。

反射係数はベクトル・ネットワーク・アナライザ(VNA)の S パラメータ測定機能のうちの S11 モードで測定することができる。VNA は Agilent Technology 社製の N5230A を用いた。測定周波数帯域 50MHz～3GHz 間を 201 ステップの等間隔に分割して測定を行った。VNA の S11 ポートに特性インピーダンス 50Ω のセミリジッド同軸ケーブルを接続し，反対側に同軸導波管を接続した。測定システムを Fig.5.2-2 に示す。

同軸導波管の内導体の直径はφ16mm，外導体の内径はφ39mm である。導体部分の材質は全て真鍮であり，同軸導波管内の誘電体は空気である。この場合，同軸導波管の特性インピーダンス Z_w は，

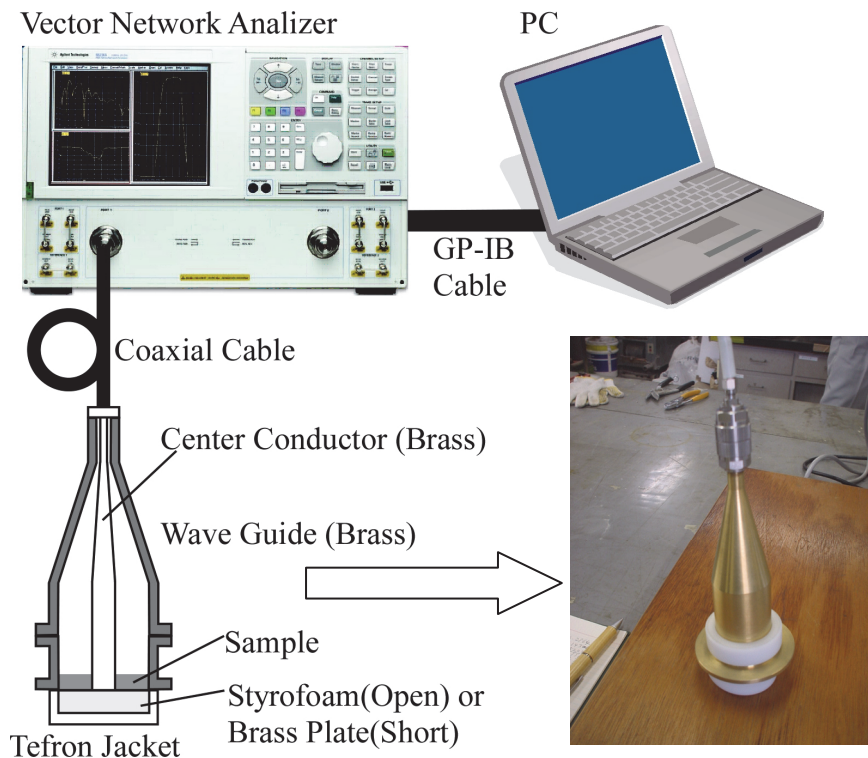


Fig.5.2-2 Measurement system using the wave guide and the vector network analyzer. Wave guide section is shown schematically.

$$Z_w = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left(\frac{b}{a} \right) \quad (5.2-13)$$

で計算することができる。 a は内導体の半径、 b は外導体の半径である。同軸ケーブルのインピーダンスの計算については付録 E に示した。本測定に使用した同軸導波管の場合、 $Z_w=53$ となり、ほとんど損失なしに導波管内に電磁波を入射させることができる。同軸ケーブルと同軸導波管の試料設置箇所との間は、内導体と外導体の半径比率 (b/a) を一定とし、導波管内における Z_w を一定にすることにより、導波管内における反射は生じない。測定データの収録にはノート型 PC を用い、VNA との間は GB-IB ケーブルで接続されている。

実際の測定では試料背面を空気にすることはできないため、空気と同じ電磁気特性とみなせる発砲スチロール (大きく見積もっても $\epsilon_r=1.1$) を用いる。導体には真鍮板を用いた。はじめに試料を入れない状態での発砲スチロールと真鍮板のそれぞれの反射係数を予め測定しておく。このとき反射係数は理想状態である 1 または -1 より数%程度小さい値となるが、一回の測定ごとに試料を入れない状態を測定して、毎回その分を補正することとした。

この方法で測定した厚さ 1mm のポリイミド板での測定結果を Fig.5.2-3 に示す。比誘電率は 1GHz まではほぼ一定値(=3.3)を示し、誘電分散もほとんどなくポリイミドの比誘電率を測定することができている。薄くかつ比誘電率の小さい試料では、位相変化が小さいため一般的に測定が難しい。本測定結果は、このような測定の難しい試料に対しても適用可能であることを示している。ただし、1GHz 以上では同軸線と同軸導波管、あるいは同軸導波管内の反射及び多重反射によるものと考えられる測定値の乱れが認められる。同軸導波管のカタログ値 (キーコム株式会社製) では 3GHz までの周波数帯域の測定を保証しているが、実際には様々な測定環境や条件により高周波での精度の低下が生じている可能性がある。本研究では、地中レーダの周波数帯域である 50MHz~1GHz の範囲については、問題なく測定できると考えてこの方法を採用した。

同軸導波管内に、土質試料を乱さないで設置することは非常に難しい。そのため次に示す方法により、同軸導波管内で原位置の湿潤密度を再現する方法を考案した。

- ①砂置換法による土の密度試験により得られた湿潤密度から同軸導波管内での試料厚さが所定の値になるときの重量を計算し、その分の重量を測り取る。
- ②試料を同軸導波管内底部に入れ、湿潤密度が同じ (所定の試料高さ) になるように締め固める。

事前にいくつかの試料で試料厚を 1mm, 2mm, 4mm と変えて測定したところ、厚さによって測定値にばらつきがあった。試料厚が 4mm の場合は、低い周波数で大きめに、高い周波数では小さめの値が観測された。試料厚が 1mm の場合は、その逆の傾向になり、試料厚 2mm ではその中間的な値であった。いずれの試料でもそのような傾向が認められた。そのため、この傾向を同軸導波管の特性と考え、試料厚を 1mm・2mm・4mm の 3 回変えて測定し、その平均値をもって測定結果とした。なお、そのばらつきは大きく見積もっても測定値の土

5%程度であった。5mm 以上の場合、試料によっては減衰が大きく（泥炭や黒ぼくなど）、精度の良い測定ができなかったため試料厚は最大 4mm とした。

本研究の測定は室内で実施し、そのときの気温は 22～25℃の範囲であった。誘電率には温度依存性があるが、この範囲の温度ではその効果は無視することができるほど小さいと考えられる。

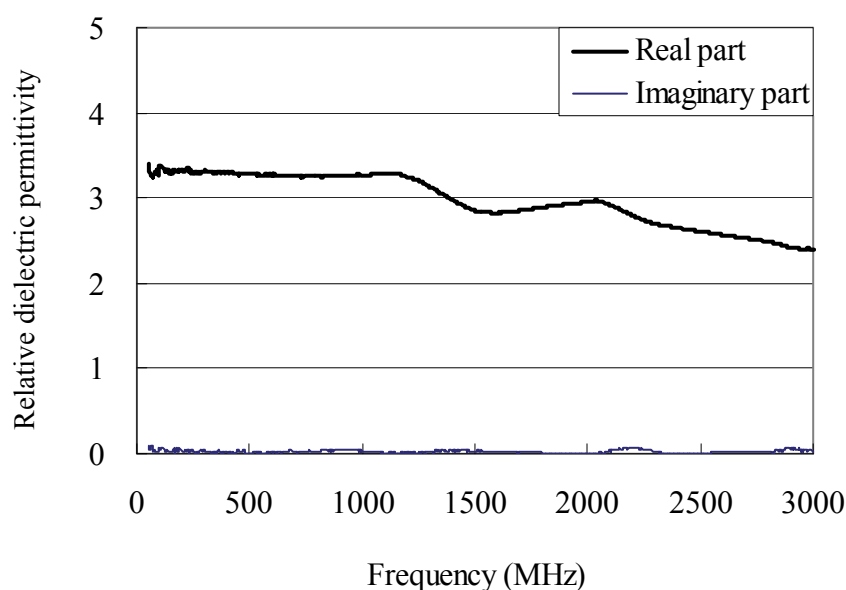


Fig.5.2-3 Relative dielectric permittivity of polyimide sheet versus frequency.

5.3 土質試料及び土質試験

比誘電率と体積含水率の対比を行うため、以下の土質試験を実施した。

- ①砂置換法による土の密度試験(JIS-A-1214-1995)
- ②土粒子の密度試験（JIS-A-1202-1999）
- ③含水比試験（JIS-A-1203-1999）

これらの試験から得られる結果を用いると、体積含水率 θ_v は次式で計算することができる。

$$\theta_v = \frac{\rho_d}{\rho_w} \times w_n \quad (5.3-1)$$

ただし、 ρ_d は乾燥密度、 ρ_w は水の密度（=1.00g/cm³）、 w_n は含水比(%)である。

測定試料の土質・採取地・数量は Table 5.3-1 に示すとおりである。このうち宮崎県えびの市産の試料は土質区分としてはロームに分類されるが、有機質を多く含み、色調も黒っぽい。茨城県ひたちなか市産のロームと区別するため、えびの市産のロームは Carbonaceous Loam（黒ぼく）と表記する。乾燥砂と乾燥ロームの産地は不明であるが、ふるい掛けを行って室内にて自然乾燥したものであり、肉眼の観察では水分を含んでいるように見えない状態である。

Table 5.3-1 Soil classification, sampling location and number of the soil samples.

Soil classification	Sampling location	Number
Loam	Hitachinaka city, Ibaraki pref.	27
Scoria	Gotemba city, Shizuoka pref.	26
Peat	Ishikari city, Hokkaido pref.	24
Carbonaceous loam	Ebino city, Miyazaki pref.	6
Dune sand	Akita city, Akita pref.	13
Weathered granite	Higashi-hiroshima city, Hiroshima pref.	12
Dried sand	Unidentified	6
Dried loam	Unidentified	12
		126

Table 5.3-2 に測定した試料の土質試験結果と(5.3-1)式により計算した体積含水率の値を示す。体積含水率は3%台から90%近くまで、この範囲をほとんど網羅する値が得られている。

Table 5.3-3 に地盤工学会(2000)に示されている一般的な値を示す。Table 5.3-2 に示した値と同じ土質で含水比・土粒子密度・湿潤密度を比較するとほぼ重なる値を示しており、特殊な土質ではないことがわかる。

Table 5.3-2 Result of the soil testing.

Soil classification	Water content (%)	Density of soil particle (g/cm ³)	Wet density (g/cm ³)	Volumetric water content (%)
Loam	40.2—67.7	2.65—2.72	0.882—1.56	29.2—59.0
Scoria	13.3—16.7	2.74—2.82	1.43—1.96	16.8—28.0
Peat	51.7—751	1.53—2.61	0.925—1.61	54.8—89.9
Carbonaceous loam	105—139	2.45—2.57	1.26—1.37	68.2—73.7
Dune sand	3.70—5.20	2.67—2.68	1.52—1.55	5.42—7.67
Weathered granite	13.9—15.2	2.64—2.65	1.44—1.46	17.8—19.3
Dried sand	2.10—2.70	2.80—2.81	1.61—1.79	3.61—4.42
Dried loam	25.2—35.4	2.74—2.80	1.04—1.10	21.0—28.8

Table 5.3-3 Soil classification, location, water content and density of soil particle of the typical soils (JGS, 2000).

Soil classification	Location	Water content (%)	Density of soil particle (g/cm ³)	Wet density (g/cm ³)
Sand (alluvium)	Tokyo	50–80	2.6–2.8	1.6–2.0
Cohesive soil (alluvium)	—	—	2.50–2.75	1.2–1.8
Sand (diluvium)	—	—	2.6–2.8	—
Cohesive soil (diluvium)	Tokyo	30–60	2.50–2.75	1.6–2.0
Kanto loam	Kanto district	80–150	2.7–3.0	1.2–1.5
Carbonaceous loam	Kyusyu district	30–270	2.3–2.6	0.8–1.3
Peat	Ishikari district	110–1300	1.4–2.3	—
Weathered granite	Chugoku district	6–30	2.6–2.8	—

5.4 測定結果

土質ごとに代表的な比誘電率の値を Fig.5.4-1 に示す。参考のため 3GHz までの測定結果を示した。体積含水率の大きい泥炭では誘電分散が顕著であるが、体積含水率の小さい試料では誘電分散がほとんど認められない。

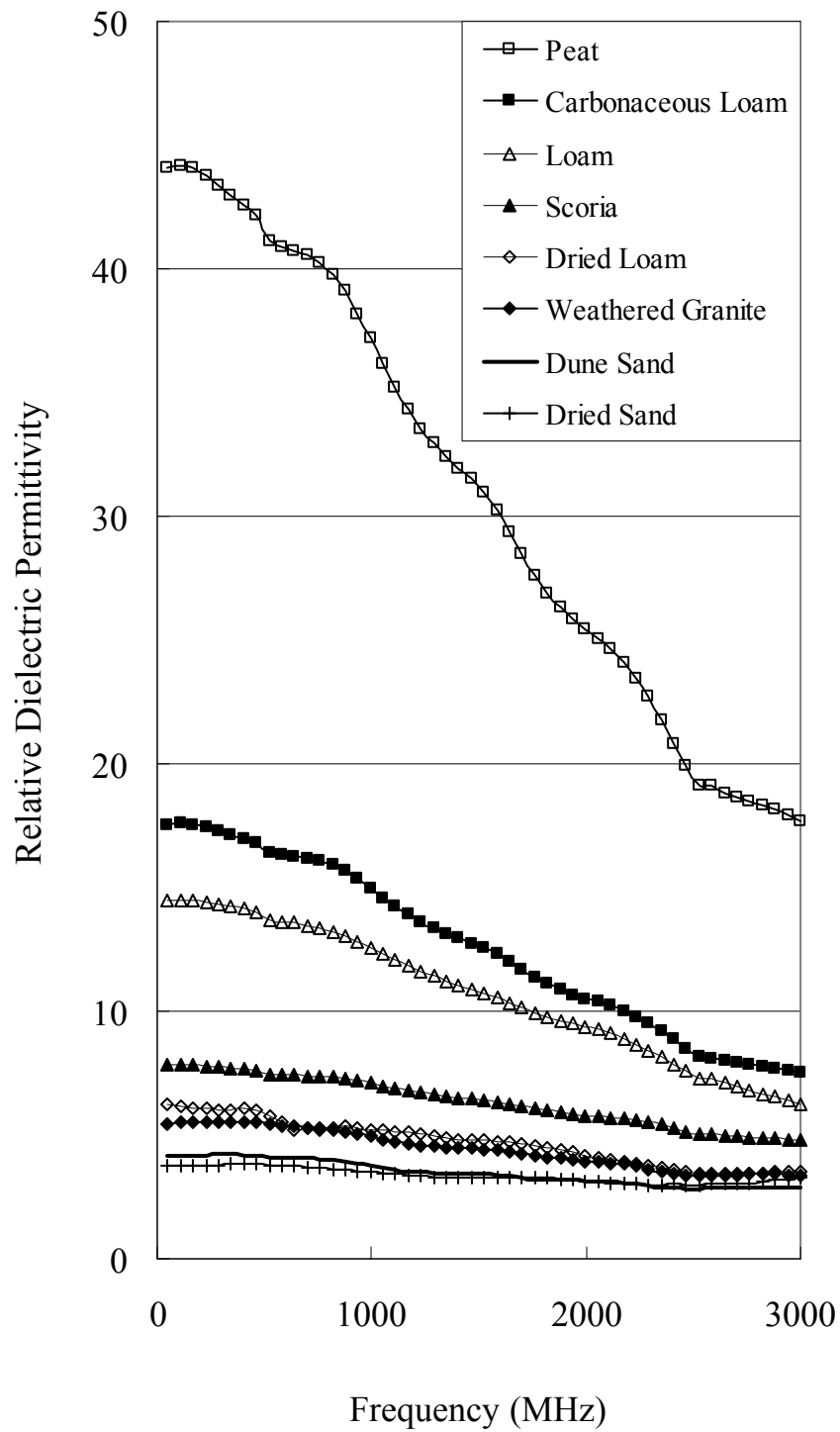


Fig.5.4-1 Relative dielectric permittivity versus frequency from 50MHz to 3GHz.

100MHz のときの体積含水率に対する比誘電率の値を、Fig.5.4-2 に土質ごとに示す。スコリアは淘汰が良く、粒径が揃っているため体積含水率と比誘電率の相関性は高い。泥炭の場合は、他の土質に比べて不均質性が高く、体積含水率と比誘電率の関係にはばらつきがあらわれている。乾燥砂や乾燥ロームでは体積含水率が非常に小さく、比誘電率の値も低い値にまとまっている。同じロームでも有機質の黒ぼくの方が、保湿性があるため体積含水率も大きく、比誘電率も大きくなっている。これらの傾向は Table 5.2-3 に示す体積含水率の値と定性的に整合している。

Fig.5.4-3 に体積含水率に対する比誘電率の値を 100MHz・500MHz・1GHz の周波数について示す。体積含水率が増加するにつれて比誘電率が増加している。体積含水率に対する比誘電率の増加の割合は、周波数が低いほど顕著である。周波数が高くなると体積含水率に対する比誘電率の増加の割合は緩やかになる。

測定値はばらつきが認められるものもある。体積含水率 20%以下で比誘電率が 50 近い値を示すものもある。しかし、3 回の測定でほぼ同じ値を示したため、これらの結果についても採用した。これ以降は、断りのない限り、測定を行った 126 個全てのデータについての結果である。

測定値が重なり合って見えにくくなるため、50・300・700・900MHz を Fig.5.4-4 に、200・400・600・800MHz を Fig.5.4-5 にそれぞれ示す。Fig.5.4-3 と同様の傾向を示している。すなわち、体積含水率が増加するにつれて比誘電率が増加しているが、周波数が高くなるにつれて、増加の割合が小さくなっている。

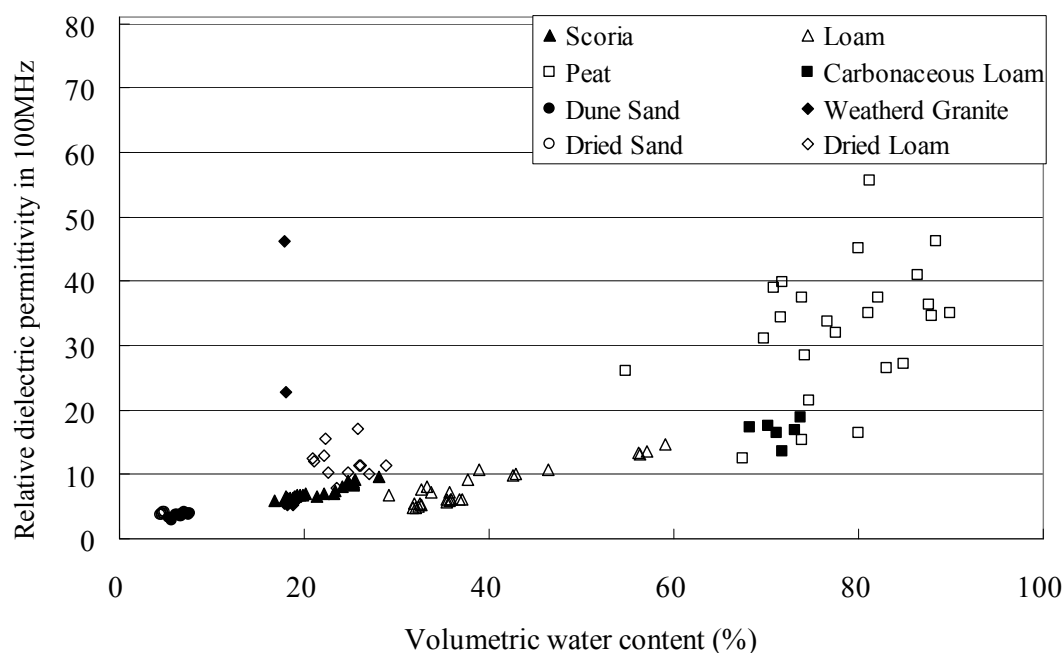


Fig.5.4-2 Relative dielectric permittivity versus volumetric water content at 100MHz.

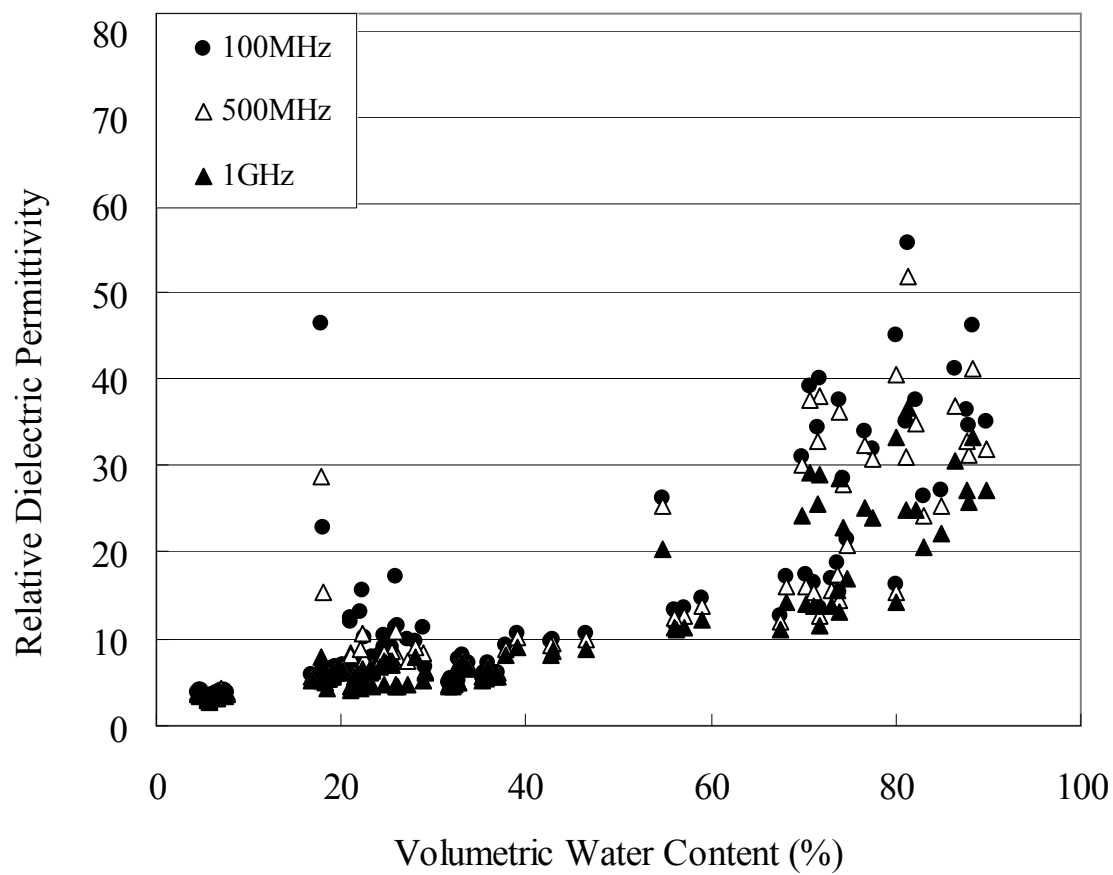


Fig.5.4-3 Experimental results of relative permittivities versus volumetric water contents at 100MHz, 500MHz and 1GHz.

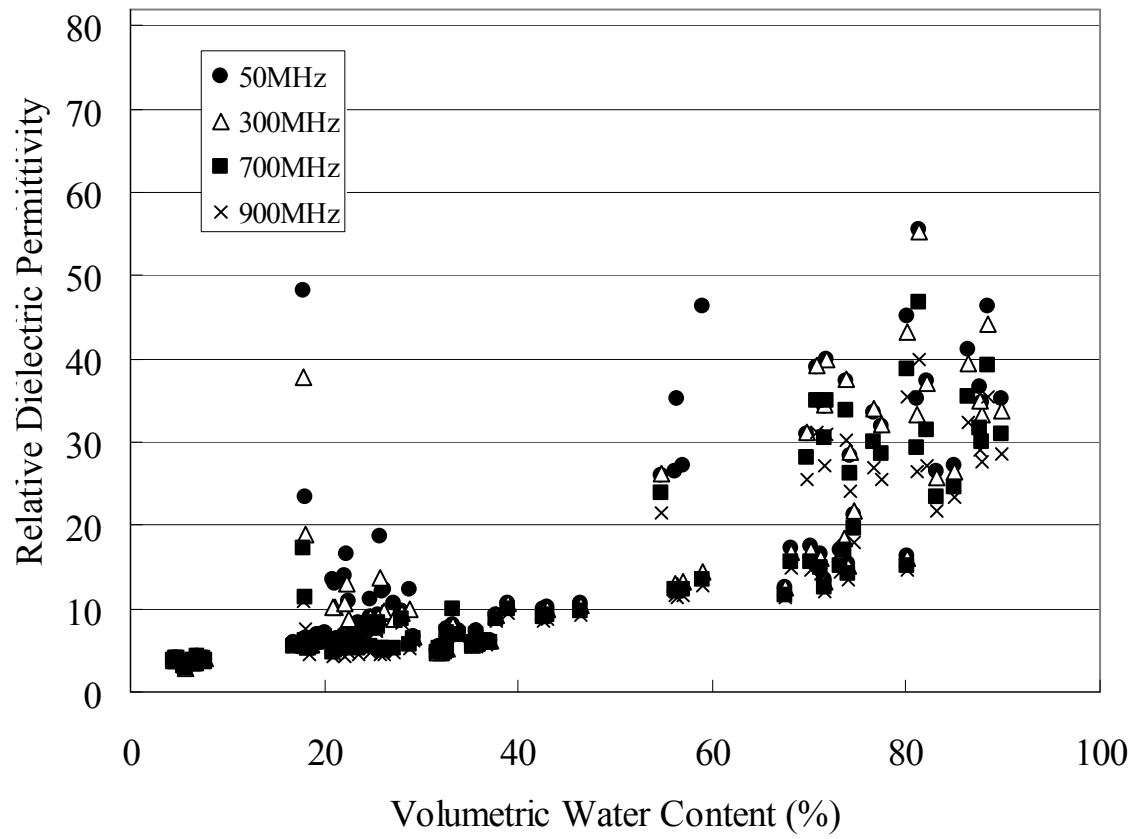


Fig.5.4-4 Experimental results of relative permittivities versus volumetric water contents at 50MHz, 300MHz, 700MHz and 900MHz.

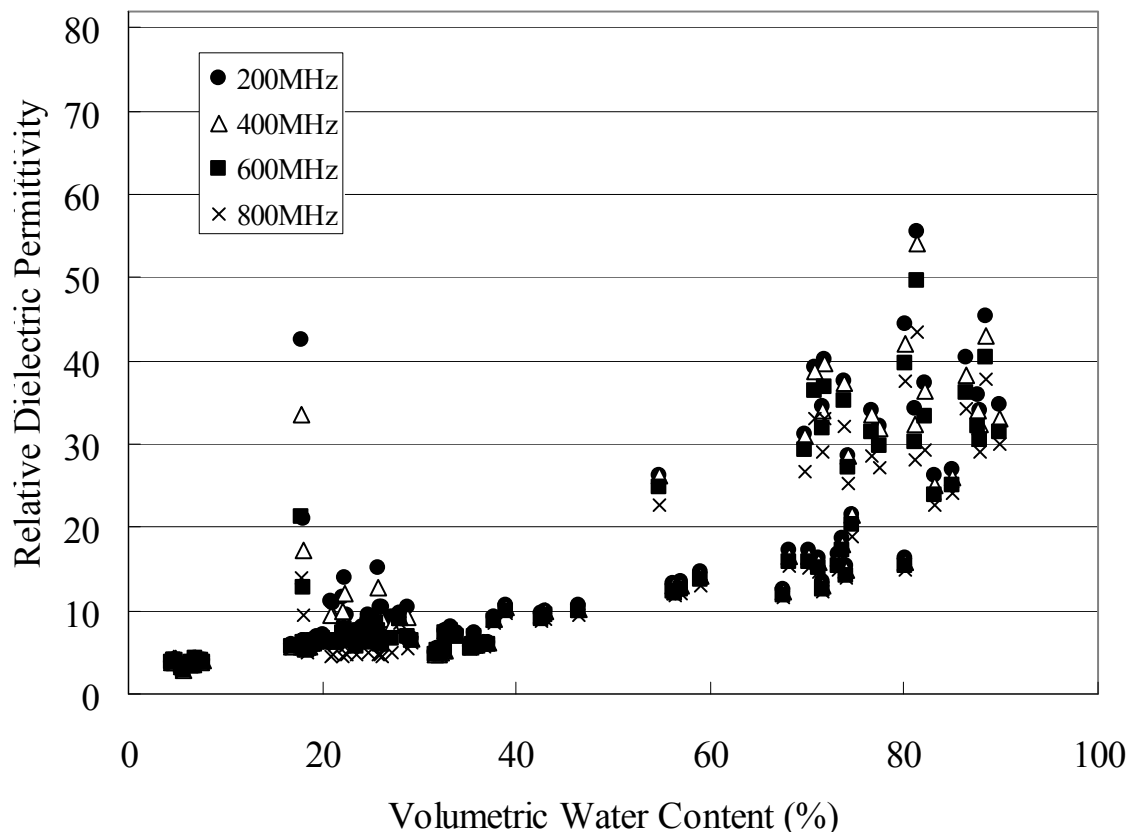


Fig.5.4-5 Experimental results of relative permittivities versus volumetric water contents at 200MHz, 400MHz, 600MHz and 800MHz.

5.5 考察

水分子は酸素原子に水素原子が偏って配置されているため、分子全体では分極しており、これを配向分極という（酒井・山中，1976）。水を含む不均質媒質では、外部から電界をかけると、物質の境界面で分極を生じる。これを界面分極という。水の比誘電率が空気や土粒子に比べて極端に大きな値を示すのは、これら二つの分極によるものである。電場を時間的に変化させるとそれに応じて水分子の分極方向が揃うために誘電率の大きな値を示す。しかし、周波数が高くなるにつれて水分子の分極方向が揃う速さが、電場の変化に追従できないため比誘電率は小さな値を示すと考えられている。

Fig.5.4-3～5を参照すると、体積含水率60%を超えた場合に、比誘電率のばらつきが増えるようにみえる。体積含水率60%以上を示す土質は、ローム・黒ぼく・泥炭の3種類であり、他の土質（スコリア・砂丘砂・まさ土）と比べると細粒分が多い。ロームと黒ぼくのようなローム質土あるいは泥炭のような土質の場合、土粒子の形状が不定形であるだけでなく、土粒子自体に割れ目や空隙が生じていると考えられる。ローム質土は火山灰であるため火山ガスの抜けた孔が存在し、泥炭の場合有機質部分には空隙が多いことが想定され

る。

Wobschall(1977)の準誘電分散モデルによれば、水分子が分極に寄与するのは土粒子に接した水分子（界面分極）だけである。土粒子の割れ目や空隙などの内部に閉じ込められた水分子、あるいは土粒子に接していない水分子による分極の効果はほとんどないと考えられている。そのため体積含水率が上昇しても、細粒分の多いローム質土や泥炭のような土質では、誘電分極は想定されるほどの効果は示さないと解釈される。

細粒分の多い土質の場合、誘電分散に寄与する水が体積含水率だけで決まるのではなく、割れ目や空隙の違いによって、誘電分散に寄与する分と寄与しない分との割合が土質試料によって大きく異なる。これがばらつきの原因であると考えられる。乾燥砂・乾燥ロームでは、体積含水率が極端に小さいため、比誘電率も小さく、誘電分散の効果はほとんどあらわれていない。

Wobschall(1977)・Topp *et al.*(1980)とも体積含水率に対する比誘電率の関係式はいずれも実験式である。Wobschall(1977)は Wagner・Bruggelman/Hanai・Pearce *et al.*などのモデルを利用して理論式を導いているが、複雑な式になったため最終的には 2 次式による実験式を用いている。Topp *et al.*(1980)は 3 次式を用いている。2 次式(Wobschall)や 3 次式(Topp *et al.*)は必ずしも単調増加関数ではない。Scott *et al.*(1967)は湿潤した岩石に対して、周波数を考慮し、比誘電率が体積含水率に対して累乗近似になるように定数を決めた実験式を提唱している。この実験式は、岩石に対するものであるため、そのまま土質試料に適用には問題があるが、周波数を考慮した体積含水率と比誘電率の関係を示すことは重要である。

体積含水率の増加に伴って、比誘電率が単調増加することは既往研究からも明らかであるため、本研究では体積含水率と比誘電率の関係について指数関数を用いてあらわすこととした。なお、Wobschall(1977)と同様に 2 次式あるいは Scott *et al.*(1967)同様に累乗による近似式の計算も試みたが、本研究では指数関数による近似式が最も適合が良かった。測定値から得られた周波数ごとの指数関数による近似曲線を Fig.5.5-1 に示す。

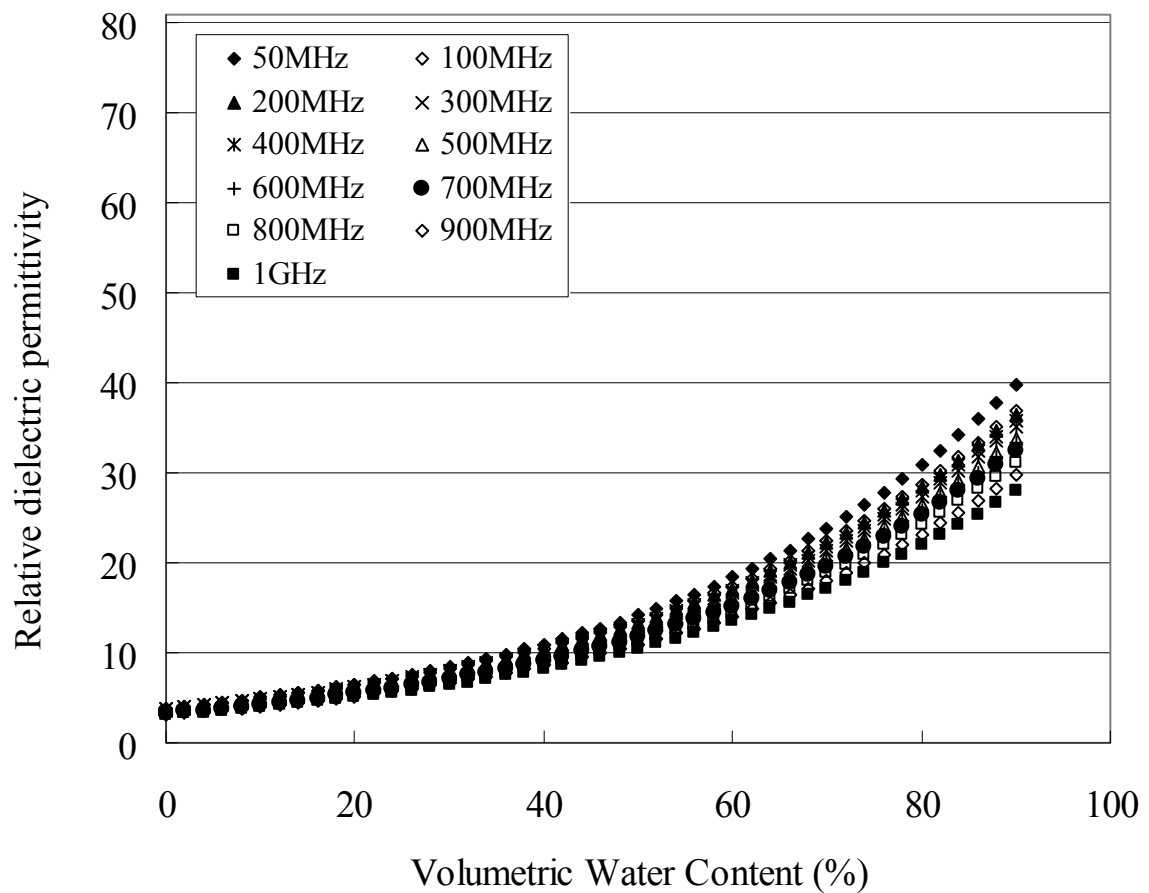


Fig.5.5-1 Regression curves relative dielectric permittivity versus volumetric water content with frequency at 50MHz to 1GHz.

Topp の式から計算した体積含水率と比誘電率の関係、Wobschall(1977)による準誘電分散モデル及び本研究による代表的な周波数として 100MHz・500MHz・1GHz のときの近時曲線を Fig.5.5-2 に示す。Fig.5.5-2 に示した近似曲線は、体積含水率の小さい領域では Topp の式に近い値を示すが、体積含水率が大きくなるに連れて、Topp の式から外れる。Wobschall(1977)による準誘電分散モデルは、30MHz と高い周波数(High Frequency Limit=HFL)の二つの場合を示している。Wobschall(1977)の HFL は誘電分散をほとんど生じない周波数を 300MHz~3GHz としている。

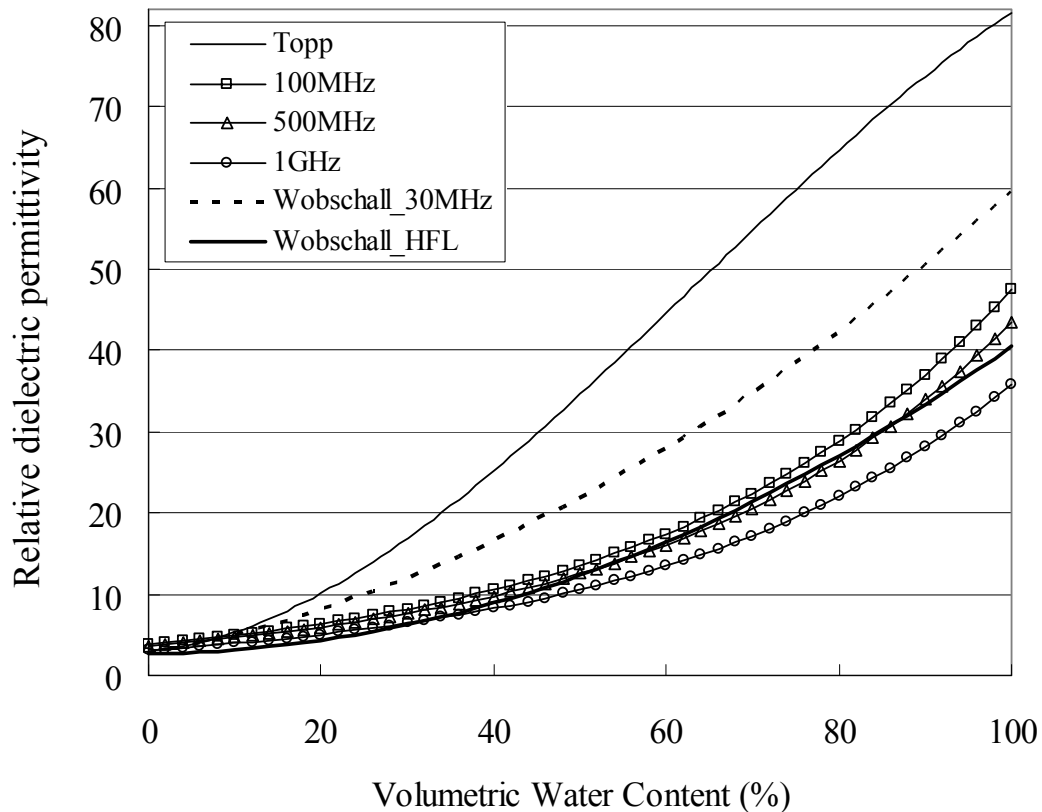


Fig.5.5-2 Regression curves relative dielectric permittivity versus volumetric water content in 100MHz, 500MHz and 1GHz with Topp's equation and 'The semi-disperse model'.

Wobschall(1977)の場合と比較すると、HFL での比誘電率と体積含水率の関係は、本研究の 500MHz における結果に近い。それ以上の周波数においては、比誘電率の値は HFL より低い体積含水率である。Wobschall(1977)は Topp *et al.*(1980)同様、体積含水率 50%程度までしか実験による検証を行っていない。Fig.5.4-1 に示したように体積含水率が小さい範囲では誘電分散が少なく、体積含水率が大きくなるにつれて誘電分散の効果が顕著になる。Wobschall(1977)の HFL は体積含水率の大きい場合には 500MHz 以上の周波数帯域で比誘電率はより低くなり、本研究に示すような結果になると考えられる。

体積含水率が 90%を越えると比誘電率は急激に上昇し、水の比誘電率 81 付近に到達するものと推定される。しかし、体積含水率 90%以上 100%未満の範囲については、試料が自立しないため実測するのが難しい。この範囲の実測値については今後の課題としたい。また、本研究の方法の場合、導波管内部に液体を入れて測定すると、厚さが 5mm 以下に対する内壁の表面張力の盛り上がりにより、測定誤差が大きくなる。

Topp *et al.*(1980)においては比誘電率の周波数依存性は議論されていない。その根拠は、

$$\tan^2 \delta = \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \right)^2 \ll 1 \quad (5.5-1)$$

としているためである。単体としての水の $\tan \delta$ は GPR の周波数帯域ではほぼ 0 であり（鈴木，2003），体積含水率が小さいときは(5.5-1)式の仮定が成り立つ。しかし，混合体の場合の $\tan \delta$ は 0 より大きくなり，(5.5-1)式が成立しなくなると考えられる。

Fig.5.4-1 から明らかなように，体積含水率の低い領域ではほとんど誘電分散が生じていないが，体積含水率の大きい領域では顕著な誘電分散が認められる。この傾向は岩石の場合と同様である（鈴木，2003）。

Fig.5.5-1 に示した周波数ごとの近似曲線は指数関数とした。従って，周波数 f (MHz) の関数である二つの係数 $A(f)$ ， $B(f)$ を用いて，

$$\varepsilon_r = A(f) \cdot \exp\{B(f) \cdot \theta\} \quad (5.5-2)$$

あるいは，

$$\theta = \frac{1}{B(f)} \cdot \ln \left(\frac{\varepsilon_r}{A(f)} \right) \quad (5.5-3)$$

とあらわすことができる。得られた各周波数の係数 $A(f)$ ， $B(f)$ を Table.5.5-1 に示す。体積含水率 0～90% までの全てのデータを用いた近似曲線については既に Fig.5.5-2 に示した。同図には，同じ体積含水率の範囲についての Topp *et al.* と Wobschall による実験式の結果も併記した。

Table.5.5-1 Coefficients A(f) and B(f) versus frequency with volumetric water content (VWC).

Frequency(MHz)	VWC:0-90%	
	A(f)	B(f)
50	3.8819	0.0259
100	3.8664	0.0251
200	3.8213	0.0251
300	3.7833	0.0250
400	3.7446	0.0249
500	3.6063	0.0249
600	3.4523	0.0252
700	3.3136	0.0254
800	3.2316	0.0252
900	3.1668	0.0249
1000	3.0979	0.0245

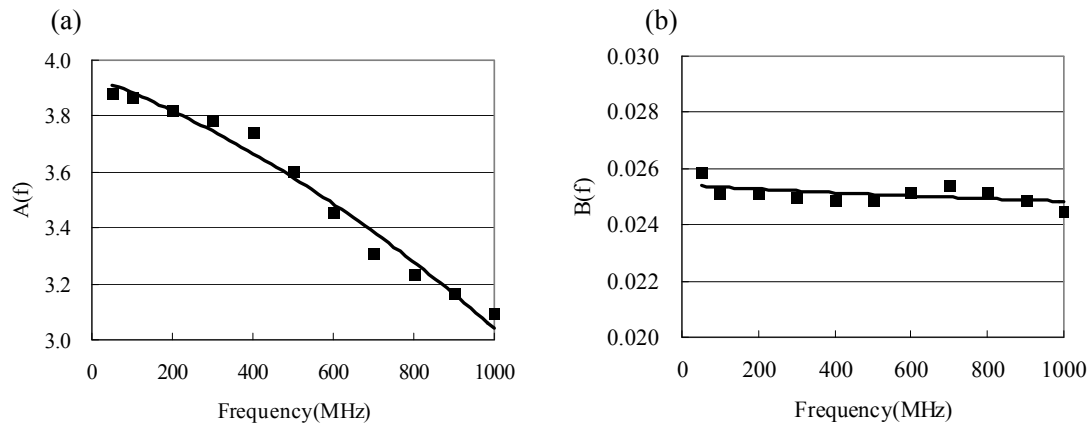


Fig.5.5-5 Coefficients (a) A(f) and (b) B(f) of equation (5.5-2).

Fig.5.5-5 に示すように、二つの係数を二次曲線で近似すると、

$$A(f) = -3.50 \times 10^{-7} f^2 - 5.48 \times 10^{-4} f + 3.94 \quad (5.5-4)$$

$$B(f) = 1.73 \times 10^{-10} f^2 - 7.48 \times 10^{-7} f + 2.54 \times 10^{-2} \quad (5.5-4)$$

が得られる。

体積含水率 0～90%の範囲について、ひとつの近似式であらわすことについては問題があるかもしれない。今後、データを増やして検証する必要がある。

本研究の結果は、電磁波速度（比誘電率）から体積含水率を求めるために、誘電分散を考慮する必要があることを示している。ただし、誘電分散を考慮して体積含水率を計算する場合、送信時の中心周波数を用いるのではなく、受信信号の中心周波数を用いる必要がある。地中を伝搬した電磁波は高い周波数ほど減衰の影響を受け、受信信号は中心周波数が低域に移動するためである。

5.6 まとめ

体積含水率 3～90%の土質試料について、VNA と同軸導波管を用いた測定システムにより、比誘電率を測定した。その結果は Wobschall(1977)の準誘電分散モデルを支持するものであり、従来用いられている Topp の式とは異なるものとなった。さらに誘電分散の効果を考慮した実験式を提案した。

本研究の成果は、地中レーダ探査の結果から体積含水率の断面を高精度で求めるための新たな指標となるものと考えられる。

第6章 岩石の誘電特性と体積含水率の関係

6.1 はじめに

地中レーダ探査により得られる電磁波速度や減衰率は、岩石に含まれる水に大きく影響を受け、周波数依存性を示すことが知られている（鈴木ほか，1999）。岩石の誘電率，導電率は乾燥した場合には周波数依存性をほとんど示さないが，少しでも水を含む場合には周波数依存性があらわれる。電磁波伝搬における損失が小さい媒質の場合，電磁波速度は誘電率の関数であり，減衰率は主に導電率の関数である（巻末付録B(B-23)式・(B-25)式）。乾燥した岩石の誘電率及び導電率は小さいため電磁波速度が大きく，減衰率は小さい。湿潤した岩石の誘電率及び導電率は乾燥状態に比べ大きいため，電磁波速度は小さく，減衰率は大きい。この傾向は含水率が増加するにつれて顕著になる。その理由は，岩石中の水の誘電率及び導電率が鉱物粒子や岩石中の間隙を占める空気比べ大きな値を持つためである。空気・水・鉱物粒子の比誘電率はそれぞれ $1 \cdot 80 \cdot 4 \sim 5$ である。電磁波速度あるいは減衰率と岩石の含水状態との関係を解釈するためのモデルとして，空気・水・鉱物粒子からなる混合体モデルが考えられている（横山・堀津，1978）。

一方，観測事実などから地震波の Q は周波数に依存せず，ほぼ一定値を示すことが知られている。この現象は因果律を満足するために，地震波速度に周波数依存性を導入することで説明できると考えられている（Aki and Richards, 1980）。Fig.6.1-1 に分散の有無によるパルス波形の違いを示す。

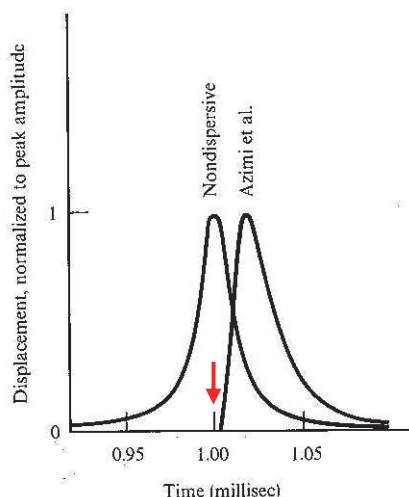


Fig.6.1-1 Comparison of the dispersive and non-dispersive impulse wave (after Aki and Richards, 1980).

地震波の伝播速度を 5km/s と仮定し、5m 離れたところで観測した波形である。弾性波の伝播速度と距離から計算されるパルス波形の到達時間は 1ms である（同図矢印）。Nondispersive と示されている左右対称の波形は、この時間より前に振幅があらわれている。パルス波は、周波数帯域が広く、様々な周波数成分を含んだ波動である。各周波数の伝播速度が同じであるとする、本来到達すべき時間より早くパルス波が到達してしまう。このことは因果律を満たさない。Azimi *et al.* と書かれている波形は、分散のある場合のパルス波形である。パルス波の立ち上がりは、1ms から立ち上がり、これより前に振幅はあらわれていない。このことは Q が周波数に依存せず一定であり、因果律を満たすことを意味する。

地震波の場合、周波数依存性は二つのパラメータで示される。すなわち、Q 値と位相速度 v である。Q は“波動の伝搬に伴う一波長あたりの消費エネルギー比”と定義され、 α を減衰率として次式であらわされる (Sheriff, 1984)。

$$Q = \frac{\omega}{2v\alpha} \quad (6.1-1)$$

本研究では地震波における Q との類推から電磁波の伝搬特性としての電氣的 Q に着目し、伝搬定数から Q を算出する方法と、実験結果に基づく Q と体積含水率との関係について議論する。

6.2 電磁波に対する Q

媒質の導電率 σ 及び誘電率 ϵ が周波数に依存する場合、減衰率 α と位相定数 β の周波数依存性も複雑となる。(6.1-1)式に巻末付録(B-17)式及び(B-19)式を代入して Q を計算すると、

$$Q = \frac{1}{2 \tan \delta} \left(\sqrt{1 + \tan^2 \delta} + 1 \right) \quad (6.2-1)$$

を得る。すなわち、電磁波の場合 Q は誘電損失の関数としてあらわされる。 $\tan^2 \delta \ll 1$ の場合、

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} \quad (6.2-2)$$

となり、Turner and Siggins(1994)に示されている結果と一致する。しかし、(6.2-2)式は、(B-21)式を満たさない場合（周波数が低い場合あるいは導電率が大きい場合）には $\tan \delta$ の影響が無視できなくなる。

伝搬定数に含まれる導電率は、電場中におかれた自由電荷の応答を測定することにより得られる。低周波の場合、電荷の応答時間が短いため電流は電場と同位相（同相成分 σ' ）になる。高周波では、応答時間が長くなり、位相が 90 度遅れた成分（離相成分 σ'' ）があらわれる。そのため、導電率は次式で示すように複素数であらわされる。

$$\sigma = \sigma' - j\sigma'' \quad (6.2-3)$$

誘電率 ϵ は電場の変化による媒質内部の分極によって生じる。電場の強度によって電荷の位置が決定され、電場の変化によって電荷の応答が異なる。このとき電場の変化によって

位相遅れが生じる。一般的に導電率と同様に、誘電率も次式のように複素数であらわされる。

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (6.2-4)$$

ただし ε' , ε'' はそれぞれ誘電率の同相成分と離相成分である。

電場の変化により σ' と ε'' は電場と同相、 σ'' と ε' は電場と離相の電流を生じる。それらを、実数の実効導電率 σ'_e 及び実数の実効誘電率 ε'_e を用いて次式であらわすことができる。

$$\sigma_e = \sigma' + \omega\varepsilon'' \quad (6.2-5)$$

$$\varepsilon_e = \varepsilon' - \frac{\sigma''}{\omega} \quad (6.2-6)$$

地中レーダに使われる周波数帯では多くの場合、損失が小さいため、導電率の離相成分も小さな値を示す。誘電率の離相成分 ε'' は、水と鉱物粒子との混合物では、界面分極・配向分極・分子分極・イオン分極・電子分極などが生じる。それぞれの分極に関して緩和時間が異なるため ε'' , すなわち σ'_e に周波数依存性が生じる。

Johnscher(1977)は、様々な分極メカニズムの寄与により、 σ'_e が ω^n に比例し、 n は多くの媒質で 1 であることを示した。この関係は減衰率が周波数に比例、あるいは Q が一定値であることを示す。Johnscher は広い周波数帯でこの現象が観測されることを示し、“universal dielectric response”と呼んだ。

(B-22)式より $\tan \delta$ を ε' と ε'' であらわせば、

$$\tan \delta = \frac{\sigma''}{\omega\varepsilon'} = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (6.2-7)$$

となり、(6.2-1)式を用いて Q を計算することができる。

6.3 誘電特性試験方法

コンクリートや岩石試料の比誘電率及び導電率を求めるには、試料のインピーダンスを測定し、その値から比誘電率及び導電率を求める方法がある（鈴木ほか、1999b）。本研究では、ヒューレッド・パッカード社製のインピーダンス・ゲイン・フェーズ・アナライザ(HP4194A)及びテストフィクスチャ(HP16034E)を使用し、1～40MHz の周波数帯域で測定を行った。

試料を直径約 25mm、厚さ約 5mm の円盤状に整形し、各試料についてその直径及び厚さをそれぞれノギス及びマイクロメータで測定した。その後、Fig.6.3-1 に示すように銀ペースト(Dotite)を試料の両面に塗布し、それを電極とした。

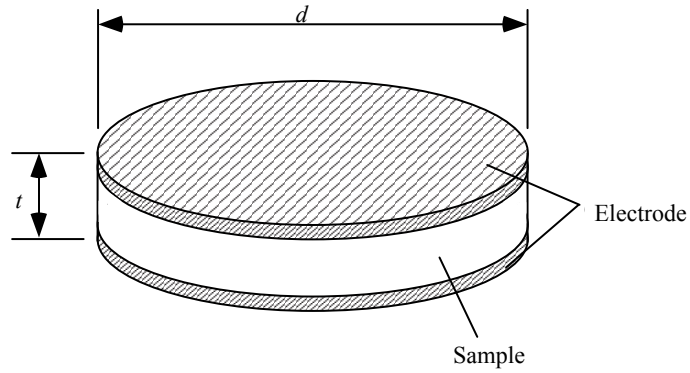


Fig.6.3-1 Sample configuration for the measurement of the electrical properties of the concrete.

電極間に底面の直径が d (mm)、厚さ t (mm)である円柱形の誘電体が挟まれている場合、この誘電体の誘電率 ε は次式で表される。

$$\varepsilon = \frac{4tC_p}{\pi d^2} \times 10^{-9} \quad (6.3-1)$$

C_p は測定した試料の並列容量(pF)である。

試料の電極間をオームの法則に従って電流が一様に流れると仮定すると、測定した等価並列抵抗を R_p (k Ω)とすれば、試料の導電率 σ (S/m)は次式で与えられる。

$$\sigma = \frac{4t}{\pi d^2 R_p} \quad (6.3-2)$$

Fig.6.3-2 に測定システム、Fig.6.3-3 に測定状況、Fig.6.3-4 に試料の設置方法をそれぞれ示す。



Fig.6.3-2 HP4194A impedance/gain phase analyzer.

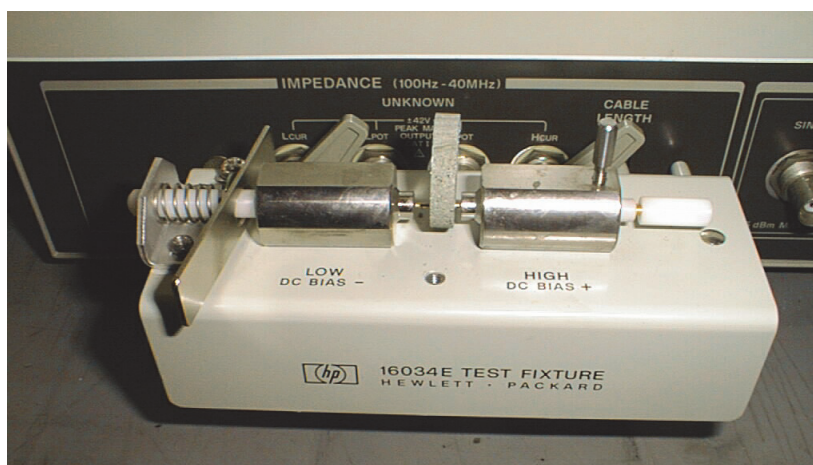


Fig.6.3-3 HP16034E test fixture.

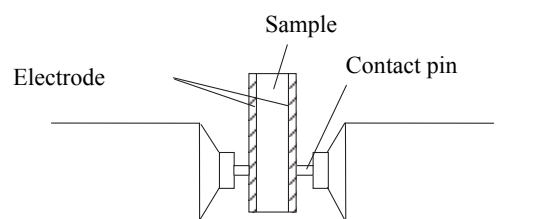


Fig.6.3-4 Sample holding circumstance by HP16034E test fixture.

6.4 岩石試料及び岩石試験

比誘電率及び導電率の測定直前に、試料の自然状態の空中重量 W_n (g), 強制乾燥状態の空中重量 W_d (g), 強制湿潤状態の空中重量 W_w (g), 強制湿潤状態の水中重量 W_g (g)をそれぞれ測定し、体積含水率 θ_v (%)を求めた。

自然状態とは試料整形後、室内にて1週間程度放置したものである。強制乾燥状態とは、試料を100°C前後の乾燥炉に24時間以上放置して乾燥し、デシケータ（乾燥機付）に入れて室温まで冷却した状態である。強制湿潤状態とは、水中に72時間以上浸した状態である。測定に使用した水は水道水で、使用する前に揮発成分を除去するために24時間以上汲み置きしたものである。水中重量測定にも同じ水を使用した。

水の密度を ρ_w (g/cm³), 自然状態で試料に含まれる水の体積を V_w (cm³), 試料の固体部分の体積を V_s (cm³), 試料の有効間隙率を V_e (cm³), 試料の全体積を $V(=V_s + V_e)$ (cm³)とすれば、

$$\left. \begin{aligned} W_n &= W_d + V_w \rho_w \\ W_w &= W_d + V_e \rho_w \\ W_g &= W_d - V_s \rho_w \end{aligned} \right\} (6.4-1)$$

であるから、体積含水率 θ_v は次式で表される。

$$\theta_v = \frac{V_w}{V} \times 100 = \frac{(W_n - W_d) / \rho_w}{(W_d - W_g) / \rho_w + (W_n - W_d) / \rho_w} \times 100 = \frac{W_n - W_d}{W_n - W_g} \times 100 \quad (6.4-2)$$

ρ_w は20°Cのときの値0.9982(g/cm³)であり、以降この値を用いる。

測定は154個の火成岩及び堆積岩について実施した。測定に使用した岩石は、国内で採取されたボーリングコアから選定したものである。測定した岩石の内訳をTable 6.4-1に示す。

Table 6.4-1 Rock type and numbe of samples using Q-factor measurement.

Rock type	Sample number
Granite	12
Andesite	8
Sandstone	44
Mudstone	20
Mudstone(siliceous)	6
Mudstone(carbonaceous)	2
Conglomerate	4
Chert	6
Welded tuff	50
Shale	2
Total	154

6.5 測定結果

泥岩の比誘電率と導電率の測定例を Fig.6.5-1 及び Fig.6.5-2 にそれぞれ示す。湿潤状態の場合の比誘電率は乾燥状態に比べて大きな値を示し、周波数依存性が顕著である。導電率については強制乾燥状態の場合には周波数依存性が顕著ではない。湿潤状態の電磁波速度は、乾燥状態に比べ小さい値であり、減衰率は大きな値である。Fig.6.4-1 を参照すると、水を含む場合には周波数依存性を示し、周波数が低いほど電磁波速度は小さい値である。Fig.6.4-2 からは体積含水率が大きいほど導電率が大きいことが認められる。

測定で得られた誘電率及び導電率から(6.2-1)式を用いて Q を計算した。自然状態の安山岩の Q の測定例を Fig.6.5-3 に、砂岩の測定例を Fig.6.5-4 に、泥岩の測定例を Fig.6.5-5 にそれぞれ示す。それぞれの体積含水率は、0.49%、0.20%、3.31%である。いずれの場合も、強制乾燥状態では Q 値が 20 以上を示し、強制湿潤状態では Q が 1~3 を示す。自然状態での Q はその中間の値であるが、体積含水率が大きい方が小さな値を示す。Turner and Siggins(1994) は、電氣的 Q は地震波の場合と同様に、広い周波数帯で一定であると報告している。本研究でもその傾向が認められる。自然状態及び強制湿潤状態の場合、 Q はほぼ一定である。強制乾燥状態では、空気中の水分を若干吸収し、含水率が安定していないため、測定値が不安定になったものと考えられる。

以上の測定結果から、岩石の Q は乾燥状態では大きいですが、わずかでも水を含むと著しく低下することがわかる。水の存在が電氣的 Q に大きく影響していることは明らかである。

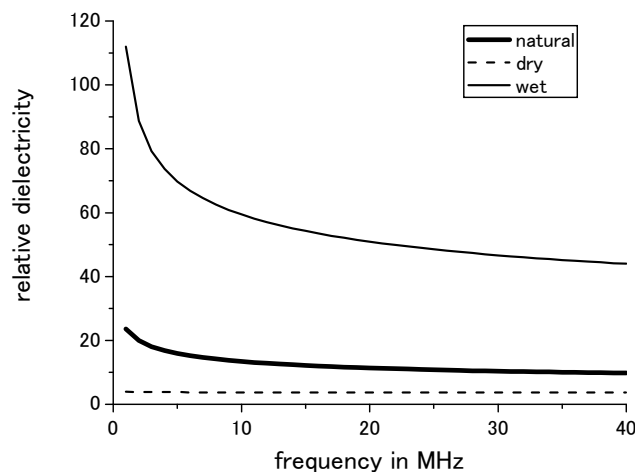


Fig.6.5-1 Example of measured relative dielectricities of mudstone.

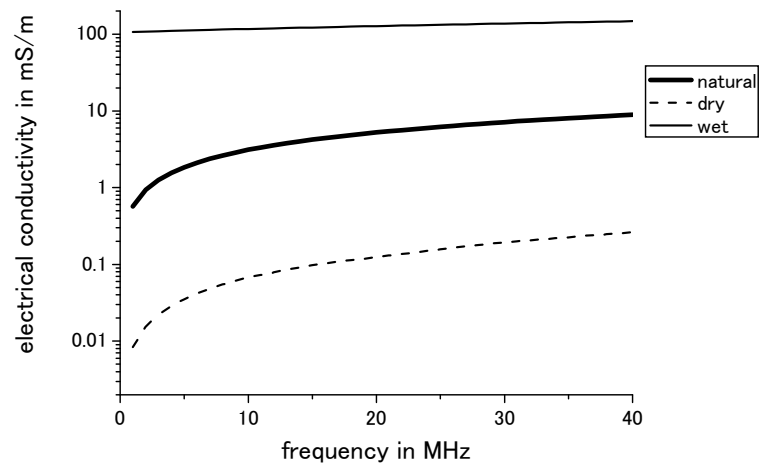


Fig.6.5-2 Example of measured electrical conductivities of mudstone.

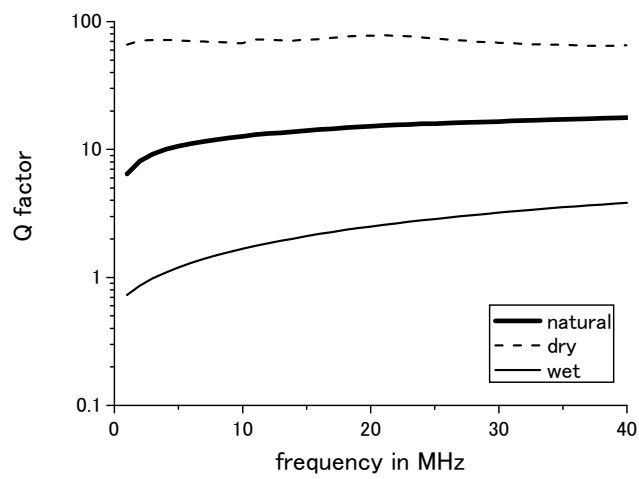


Fig.6.5-3 Example of electrical Q factors of andesite.

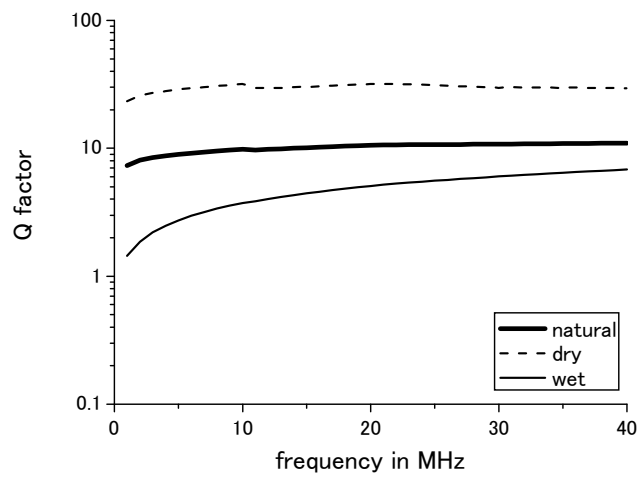


Fig.6.5-4 Example of electrical Q factors of sandstone.

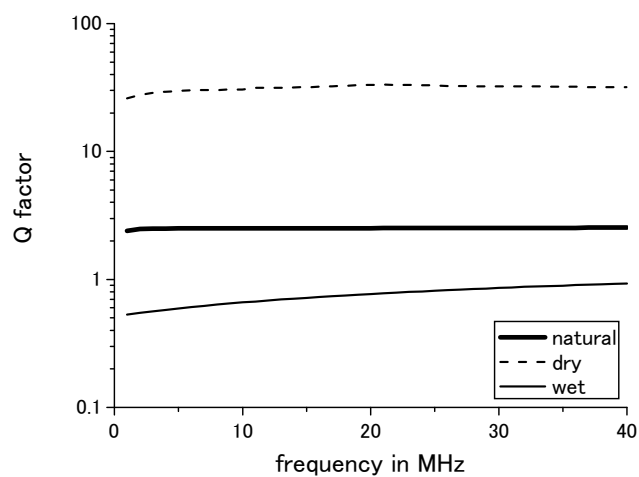


Fig.6.5-5 Example of electrical Q factor of mudstone.

6.6 考察

自然状態の Q を体積含水率に対してプロットしたグラフを Fig.6.6-1 に示す。このときの Q は 1~40MHz の平均値である。

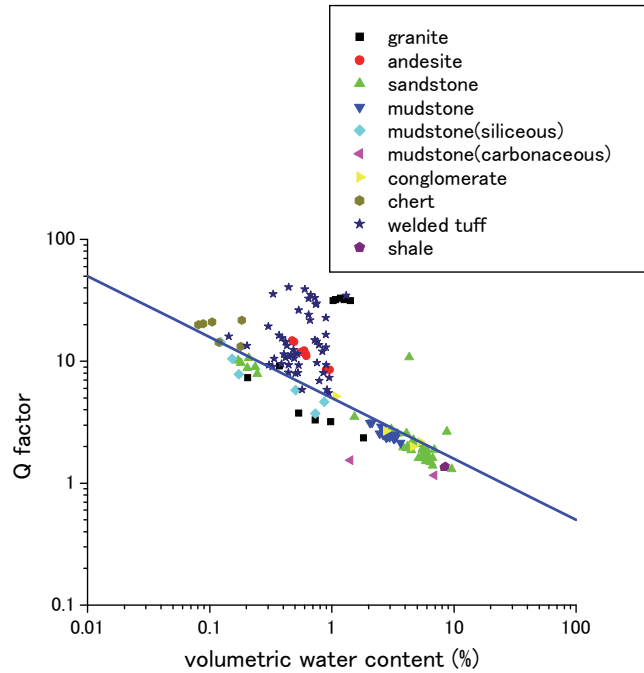


Fig.6.6-1 The measured Q factors and the calculated Q factor by eq.(6.6-2) versus volumetric water content.

体積含水率が増加するに従って Q は減少する傾向が認められる。Fig.6.4-2 から明らかなように、体積含水率が増加すると、誘電率 ϵ' の増加より導電率（すなわち損失分） ϵ'' の増加の割合の方が大きい（ ϵ'' ，すなわち σ の縦軸は対数）。従って、体積含水率が増加するに従って $\tan \delta$ が増加すると考えられる。(6.2-1)式の分母と分子にそれぞれ $\tan \delta$ をかけて整理すると、次式が得られる。

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{1}{\tan^2 \delta} + 1} + \frac{1}{\tan \delta}}{2} \quad (6.6-1)$$

ここで、 $\tan \delta$ を大きくすると Q は $0.5 (=1/2)$ に近づく。すなわち、体積含水率 1%以上の測定値は、岩石の種類に依存せず、概ね体積含水率の $-1/2$ 乗に比例する。体積含水率 1%以下では、重量測定 of 精度が低下したため、体積含水率の測定精度が低下したものと考えられる。体積含水率 100%のときの Q が 0.5 に近づくことを考慮すると、 Q と体積含水率の関係は、

$$Q = \frac{5}{\sqrt{\theta_v}} \quad (6.6-2)$$

あるいは、

$$\theta_v = \frac{25}{Q^2} \quad (6.6-3)$$

とあらわすことができる。既に Fig.6.6-1 に(6.6-2)式を実線で示した。

以上の結果は、地中レーダのデータから Q を解析することにより、岩盤内の含水状況を把握することが可能であることを示唆する。地中レーダ探査の結果で得られた比誘電率及び導電率の値から岩石中の含水状態を推定する試みは従来から行われてきた。しかし、岩石の種類によって比誘電率及び導電率の値の変化が大きいため、それらの値を用いた含水状態の推定は定性的あるいは相対的な解釈に留まっていた。電気的 Q から体積含水率を求める方法により、地中レーダデータの定量的な解析が可能になると考えられる。

Fig.6.5-2 は、ボーリング孔中の孔間距離約 18m (地質は第三系の泥岩・砂岩互層) を伝搬したステップ式 FM-CW GPR による伝達関数である。周波数帯域は 1~40MHz, アンテナは全長 2m の円筒形代ポールアンテナを使用した。実験サイトやデータの取得条件については、升元ほか(2000)の通りである。

伝達関数は複素数であり、実数部と虚数部は位相が異なっている。実線で示した伝達関数の実数部を参照すると、周波数軸上で振動している。この振動の周期が短いほど伝搬時間が長いことをあらわす。すなわち、伝搬距離が同じであれば、周期が短いほど誘電率が大きい。周波数が高くなるにつれて振幅は低下しているが、周期が徐々に長くなっていることが確認できる。5MHz 以下では振幅が低下しているが、これはアンテナの大きさを、ボーリング孔に入れるために小型化し、低い周波数の感度が低下したことによるものである。

Fig.6.5-2 の伝達関数から位相スペクトルを計算したのが、Fig.6.5-3 である。位相スペクトルの傾きから、伝搬時間を計算することができる。傾きが大きいほど伝搬時間が大きい。Fig.6.5-3 では、周波数が低いほど傾きが大きく、誘電分散が観測されている。

Fig.6.5-4 は逆フーリエ変換を用いたインパルス応答波形である。低い周波数ほど電磁波速度が小さく、かつ高い周波数における減衰が激しいため、崩れたインパルスとなっている。

位相スペクトルから伝搬時間 τ を計算することができる。すなわち、位相を φ 、角周波数を ω 、周波数を f とすれば、

$$\varphi = \omega\tau - \varphi_0 = 2\pi f\tau - \varphi_0 \quad (6.6-4)$$

である。ただし、 φ_0 は初期振幅である。伝搬時間は(6.6-4)式を ω で微分すれば求めることができる。すなわち、

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{df} \quad (6.6-5)$$

位相は伝達関数 $G(\omega)$ の実数部と虚数部の比から計算することができる。すなわち、

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}[G(\omega)]}{\text{Re}[G(\omega)]} \right) \quad (6.6-6)$$

である。

Fig.6.6-5 はこのようにして求めた伝搬時間を用いて計算した比誘電率である。岩石試料に

よる測定結果と同様に誘電分散が観測されている。特に低い周波数では誘電分散が顕著である。

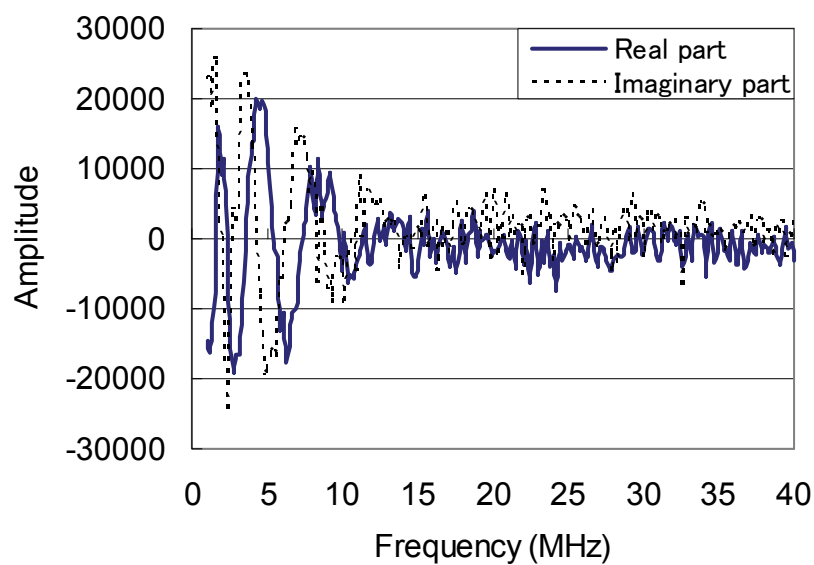


Fig.6.6-2 Transfer function of the cross hole data.

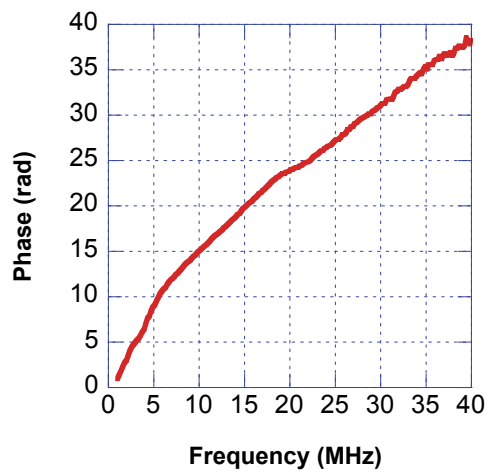


Fig.6.6-3 Phase spectrum of the cross hole data.

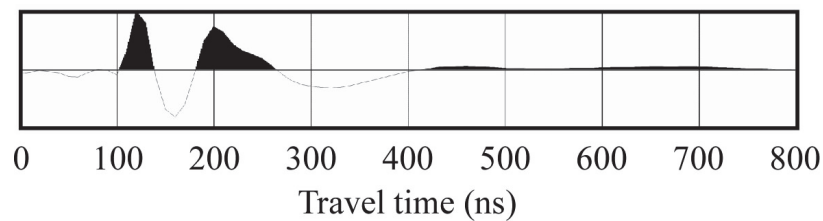


Fig.6.6-4 Impulse response of the cross hole data.

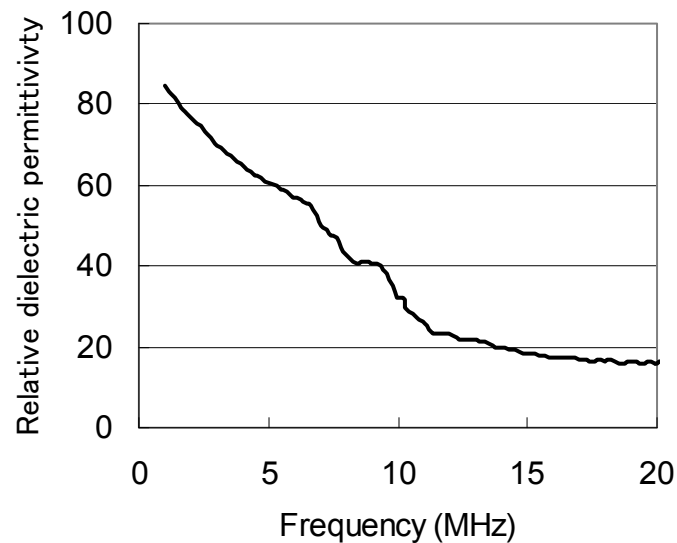


Fig.6.6-5 Relative dielectric permittivity calculated from the phase spectrum of Fig.6.5-3.

6.7 まとめ

岩石試料の電氣的 Q を測定し、体積含水率との関係を明らかにした。今後は、測定データを蓄積し、 Q と体積含水率の関係を検証して行く。

本節の結果を用いて、電磁波トモグラフィなど原位置の測定データから Q を解析し、 Q トモグラフィ、さらに体積含水率のトモグラフィを検討することができる。初動波形から Q を得る方法は金子ほか(1989a)及び金子ほか(1989b)に、 Q トモグラフィについては渡辺ほか(1992)にそれぞれ報告がある。

誘電分散はパルス波形の分解能を低下させる原因となる。分解能を向上させるデータ処理のひとつがデコンボリューションであるが、 Q の効果を考慮したデコンボリューションも考案されている。Bickel and Natarajan(1985)や Gelius(1987)には、反射法地震探査における Q を用いたデータ処理法が報告されている。Turner(1994)は、周波数依存性が顕著で、最小位相でないウェーブレットに対して地震波と同じデコンボリューションを適用することは必ずしも分解能が向上するとは限らないため、 Q を考慮したデコンボリューションを適用すべきであると報告している。反射法地震探査同様、地中レーダ探査についても Q を用いたデコンボリューションを適用することにより、分解能の向上が期待できる(Irving and Knight, 2003; Bradford, 2007)。しかし、反射波から Q を求めることは実用的には難しい側面がある。次章では、誘電分散を伴う波形に対する実用的なデコンボリューションについて議論する。

第7章 Hilbert 変換を用いたデコンボリューション処理

7.1 はじめに

地中レーダの受信波形は，アンテナ特性や地中の伝搬特性により波形が歪み，分解能の低下を引き起こす。一方，反射法地震探査では，分解能を向上させるためにデコンボリューションが適用される。デコンボリューションの一つの方法として例えば，ウィナーによる逆フィルタ理論がある。この理論の前提条件として，

- ① 波形が最小位相型であること
- ② 反射係数列がランダムであること

が必要である。しかし，地中レーダの反射波形は，地中の分散性などにより，最小位相になっていないことが多い。

そこで，地中レーダの受信波形の位相をシフトすることにより，受信波形を最小位相に変換し，その後にウィナー・フィルタを適用することにより，分解能を向上させる方法を提案した。同様の方法は，地震波に対しては Levy and Oldenburg(1982)の研究事例があるが，GPR に対する適用事例は皆無である。本章では若干の数値実験とステップ式 FM-CW GPR の実データへの適用例を示す。

7.2 理論

一般に時系列 $g(t)$ に対し，位相を θ だけ移動させた関数を $h(t)$ とし，それぞれのフーリエ変換を $G(\omega)$ ， $H(\omega)$ とすれば，

$$H(\omega) = G(\omega) \exp(-j\theta) \quad (7.2-1)$$

とあらわすことができる。 $\theta = 0$ の場合は $h(t) = g(t)$ となり， $\theta = \pi$ の場合は逆位相となる。任意の波形の位相は， $0 \leq \theta \leq \pi$ の間にある。いま， $\theta = \pi/2$ として最小位相を実現しようとするれば，(7.2-1)式より

$$H(\omega) = G(\omega) \exp(-j \cdot \pi/2) \quad (7.2-2)$$

となる。オイラーの定理を用いると，(7.2-2)式は

$$H(\omega) = -G(\omega) \cdot j = G(\omega) \cdot 1/j \quad (7.2-3)$$

とあらわされる。

一方， $g(t)$ は因果関数であり， $t < 0$ の領域にはデータは存在しない。従って， $t < 0$ において $g(t) = 0$ となるため，(7.2-3)式は以下のようにあらわされる。

$$H(\omega) = -G(\omega) \cdot j \cdot F\{\text{sgn}(t)\}$$
$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t = 0 \\ -1, & t < 0 \end{cases} \quad (7.2-4)$$

$F\{\text{sgn}(t)\}$ は， $\text{sgn}(t)$ のフーリエ変換であり，

$$F\{\text{sgn}(t)\} = 2/(j\omega) \quad (7.2-5)$$

とあらわすことができる。(7.2-4)式及び(5)式から、 $g(t)$ の位相を $\pi/2$ シフトした関数 $h(t)$ のフーリエ変換は、

$$H(\omega) = -G(\omega) \cdot j \cdot 2/(j\omega) = -G(\omega) \cdot 2/\omega \quad (7.2-6)$$

となる。(7.2-6)式は、 $G(\omega)$ と $2/\omega$ のコンボリューションであり、時間領域においては、

$$h(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (7.2-7)$$

とあらわされ、 $h(t)$ を $g(t)$ の Hilbert 変換という。インパルス $\delta(t)$ とみなせば、 $g(t) = \delta(t)$ であり、(7.2-7)式は、

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \quad (7.2-8)$$

となる。

反射記録波形 x は、基本波形 w とインパルスの集合からなる反射係数列 e とのコンボリューションと考える。従って、

$$x = w * e \quad (7.2-9)$$

(*はコンボリューション)とあらわすことができる。基本波形は地中の透過減衰のみを伴う送信信号であり、反射係数は地下の反射面に相当する位置に反射係数を振幅とするインパルスである。(9)式において、単位インパルス i に変換する逆フィルタ(ウィナー・フィルタ) f を作用させる。(7.2-9)式の両辺に左側から f を作用させると、

$$f * x = f * w * e = i * e = e \quad (7.2-10)$$

となり、 e を求めることができる。

本方法は、Hilbert 変換を実施した後、逆フィルタを設計し、元波形とコンボリューションする。さらに、基本波形と観測した反射波形との相関係数を予め設定し、その値より小さい場合には逆フィルタの操作を行わないで、その部分の振幅を零におくことにした。

7.3 数値実験

Fig.7.3-1 に示すような周波数帯域を強制的に遮断したサイドローブを持った波形に対して Hilbert 変換を適用する。その結果が Fig.7.3-2 である。最小位相波形が得られ、Hilbert 変換の効果があらわれている。

次に、Fig.7.3-3 に完全な最小位相でないモノサイクルパルスを示す。パルスの立ち上がりは 98.5ns である。これに Hilbert 変換を施した波形が Fig.7.3-4 である。Fig.7.3-3 と比べるとエネルギーが時間の早い方へ移行している。Fig.7.3-5, Fig.7.3-6 はそれぞれ設計した逆フィルタ及びデコンボリューション処理結果である。98.5ns に鋭いパルスが立ち上がっている。

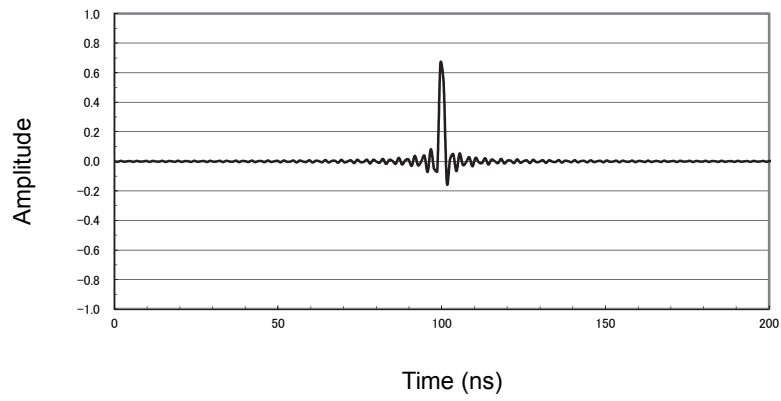


Fig.7.3-1 Original wavelet for the effect of Hilbert transform.

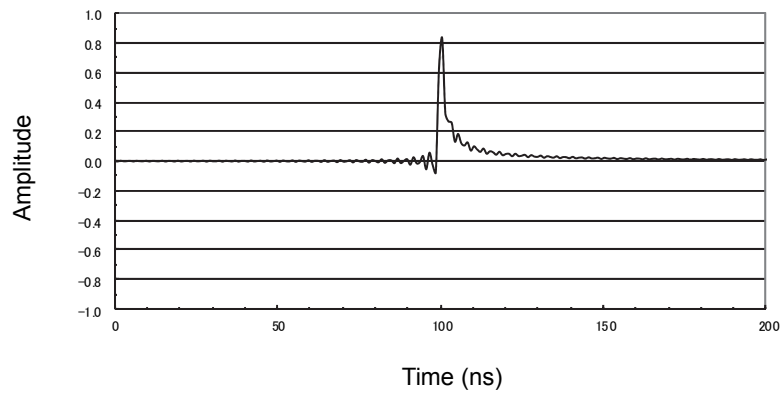


Fig.7.3-2 Hilbert transform wavelet applied to the original wavelet Fig.7.3-1.

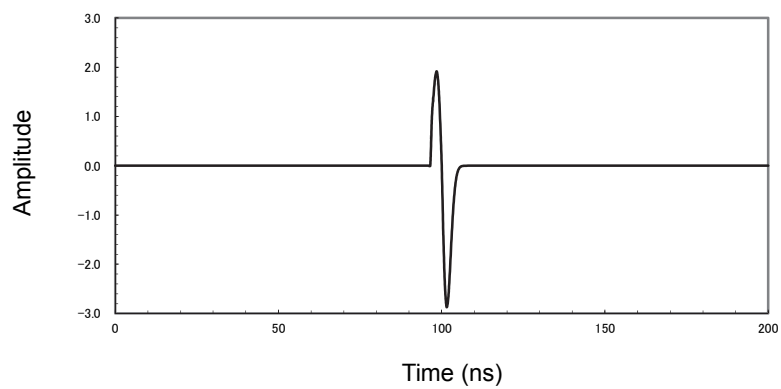


Fig.7.3-3 Original wavelet for the numerical experiment. (Total length = 200ns).

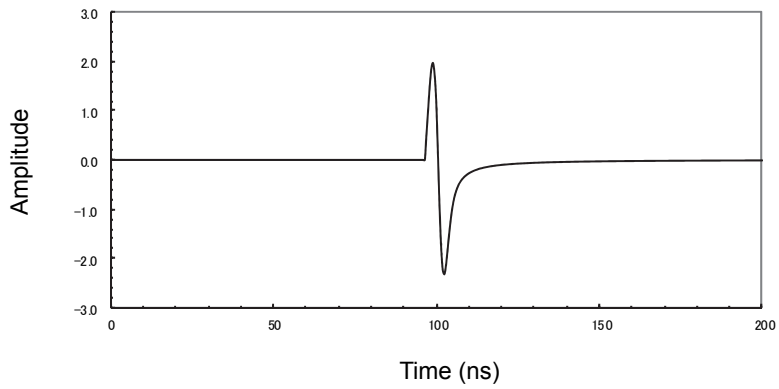


Fig.7.3-4 Hilbert transform wavelet applied to the original wavelet Fig.7.3-3.

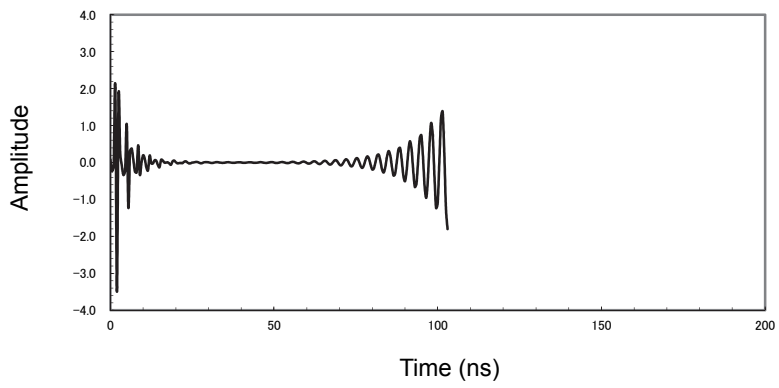


Fig.7.3-5 Designed inverse filter in time domain(Operator length;97~200ns, Rise time of impulse=98.5ns, Filter length=103ns)

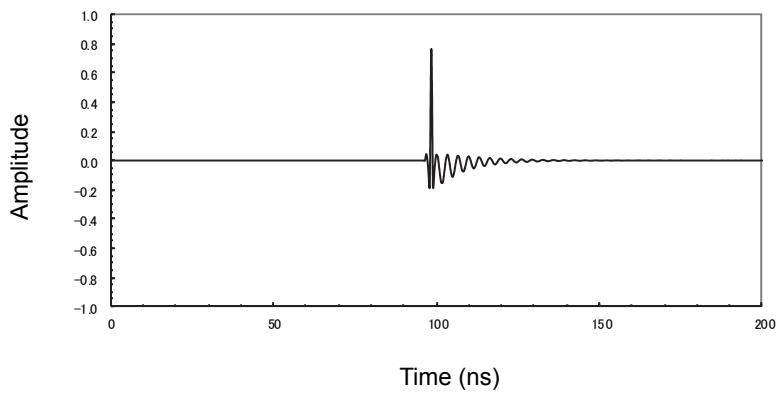


Fig.7.3-6 Result of phase shifted deconvolution.

7.4 実データへの適用

Fig.7.4-1 に Fig.1.4-3 で示した得られた実データを再掲する。ただし、トレースの左右を入れ替えている。

Fig.7.4-2 に第 12 トレースの 115~150ns 間を基本波形とした場合の本方法による処理結果を示す。抽出した基本波形は、最大位相に近い形をしている。明らかに Hilbert 変換を施した波形の振幅が大きく、鋭いパルスに変換されていることがわかる。Fig.7.4-3 には第 51 トレースの 168~209ns を基本波形とした場合の処理結果を示す。この波形は第 12 トレースの場合に比べると最小位相に近い形のため、Hilbert 変換の効果は若干低下しているが、効果は十分上がっている。

Fig.7.4-4 及び Fig.7.4-5 には、Hilbert 変換を適用した場合としていない場合の処理結果をそれぞれ示す。基本波形は Fig.7.4-4 と同じである。埋設管からの反射波形は両者とも明瞭であるが、Hilbert 変換を施した方が S/N が良い。地層境界は明らかに Hilbert 変換を適用した方が明瞭である。

Fig.7.4-6 に第 51 トレースの振幅スペクトルを示す。左が元波形、右は Hilbert 変換を適用した後にデコンボリューション処理を行った波形である。明らかにデコンボリューション後の周波数帯域が広がり、時間領域で分解能が向上している。

7.5 まとめ

Hilbert 変換を用いた位相シフト法により、最小位相に近い波形を生成し、ウィナー・フィルタによるデコンボリューション処理を行い、その効果を確認した。さらに、実データに対する本方法の有効性も示した。

今後、実データへ適用し、埋設物や空洞調査などの分解能の向上を図るとともに、異常箇所のみを抽出して、異常箇所をより判別しやすい断面を作成することが可能になるものと考えられる。

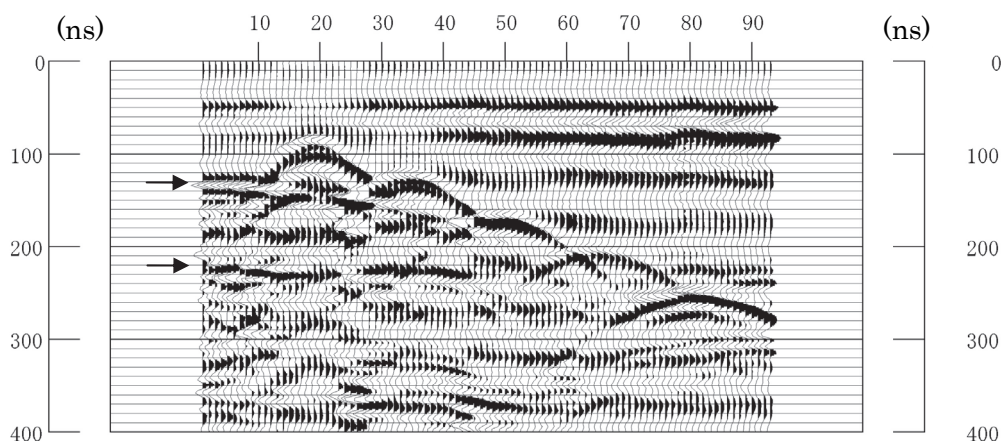


Fig.7.4-1 Record section for the buried pipes. Arrows are the geological boundary.

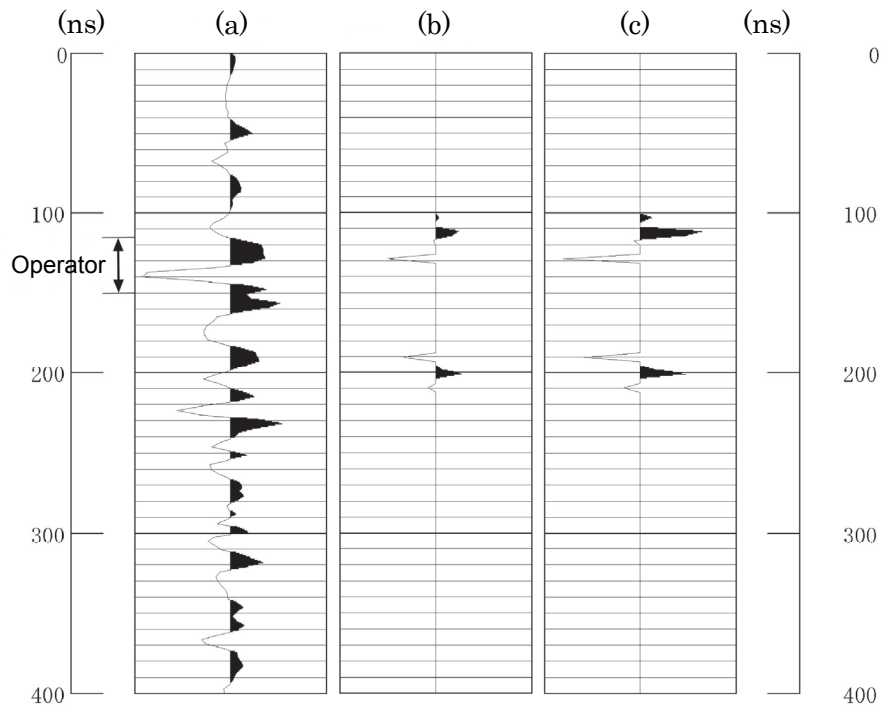


Fig.7.4-2 Effect of the phase shifted deconvolution for the 12nd trace of Fig.7.4-1. (a) Original wave. (b) Without Holbert transform. (c) Applied Holbert transform.

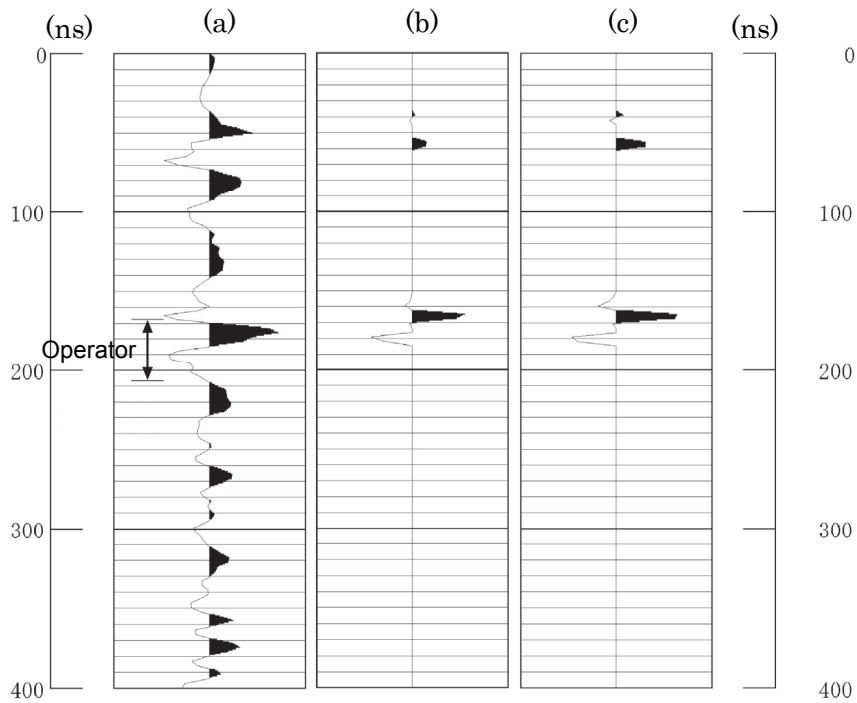


Fig.7.4-3 Effect of the phase shifted deconvolution for the 51st trace of Fig.7.4-1. (a) Original wave. (b) Without Holbert transform. (c) Applied Holbert transform.

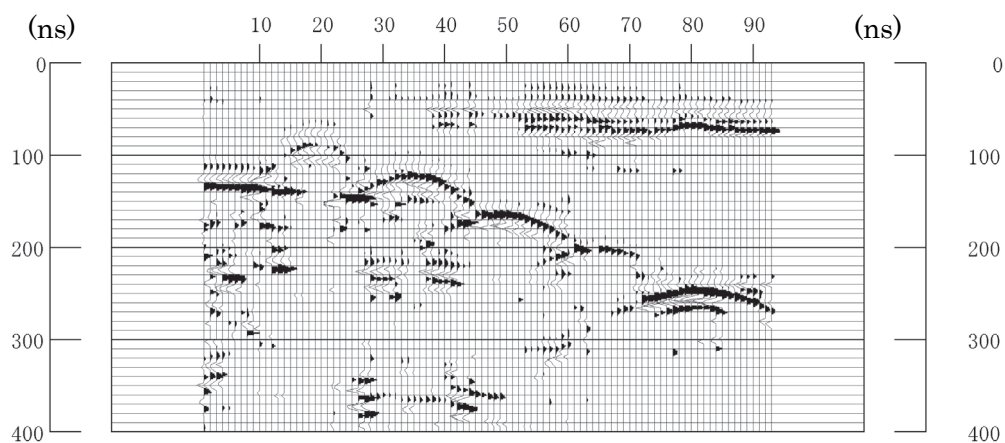


Fig.7.4-4 Processed result applied the deconvolution without Hilbert transform.

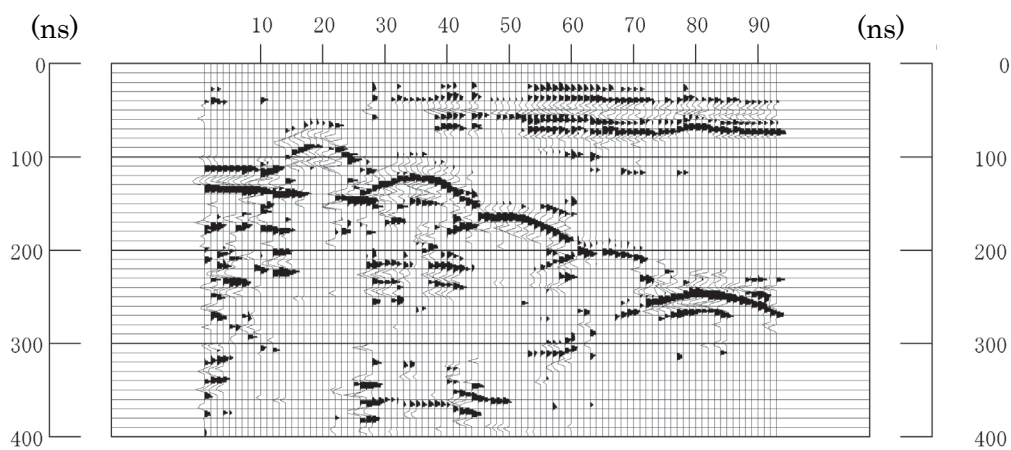


Fig.7.4-5 Processed result applied the phase shifted deconvolution.

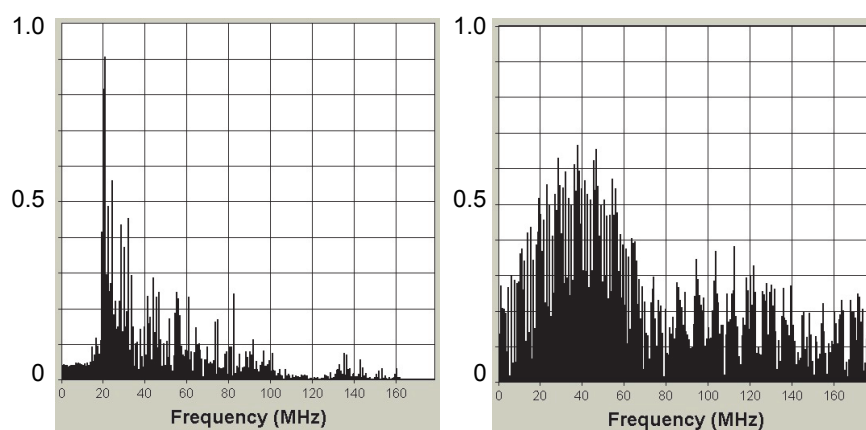


Fig.7.4-6 Comparison with the amplitude spectrum(Left; Original wavelet, Right; Deconvolved wavelet). The amplitudes were normalized by the maximum amplitude.

第8章 ステップ式 FM-CW GPR の港湾構造物診断への応用

8.1 はじめに

防波堤は波浪・高潮・津波などから港湾・都市・産業施設などの活動拠点を防護する目的で建設される。防波堤によって港内を静穏に保ち、船舶の安全航行・停泊・荷役の円滑を図ることができる。我が国の防波堤は、海底地盤上に石材によるマウンドを設け、直立堤体（ケーソン, *caisson*；フランス語で函を意味する）を据え付ける混成堤が多い。波浪の大きい地点では、波力を低減する目的でケーソン前面に消波ブロックを置く消波ブロック被覆堤もある。防波堤の建設は、最初にケーソンをマウンド上に設置した後、内部に砂を詰める。この砂を中詰砂という。その後、場所打ちの無筋コンクリートで蓋をし、さらにその上部に同様のコンクリートを数 m 打設する。前者を蓋コンクリート、後者を上部コンクリートという。

一般的な防波堤ケーソンの平面図及び断面図を Fig.8.1-1 に示す(The Over Seas Coastal Area Development Institute of Japan, 2002)。防波堤用ケーソンはいくつかの枠に分かれている。Fig.8.1-1 の例では3×3 枠であるが、2×3 枠や、3×4 枠など、港湾の規模によりその枠の数が異なる。また、ケーソンの高さは水深によって異なる。

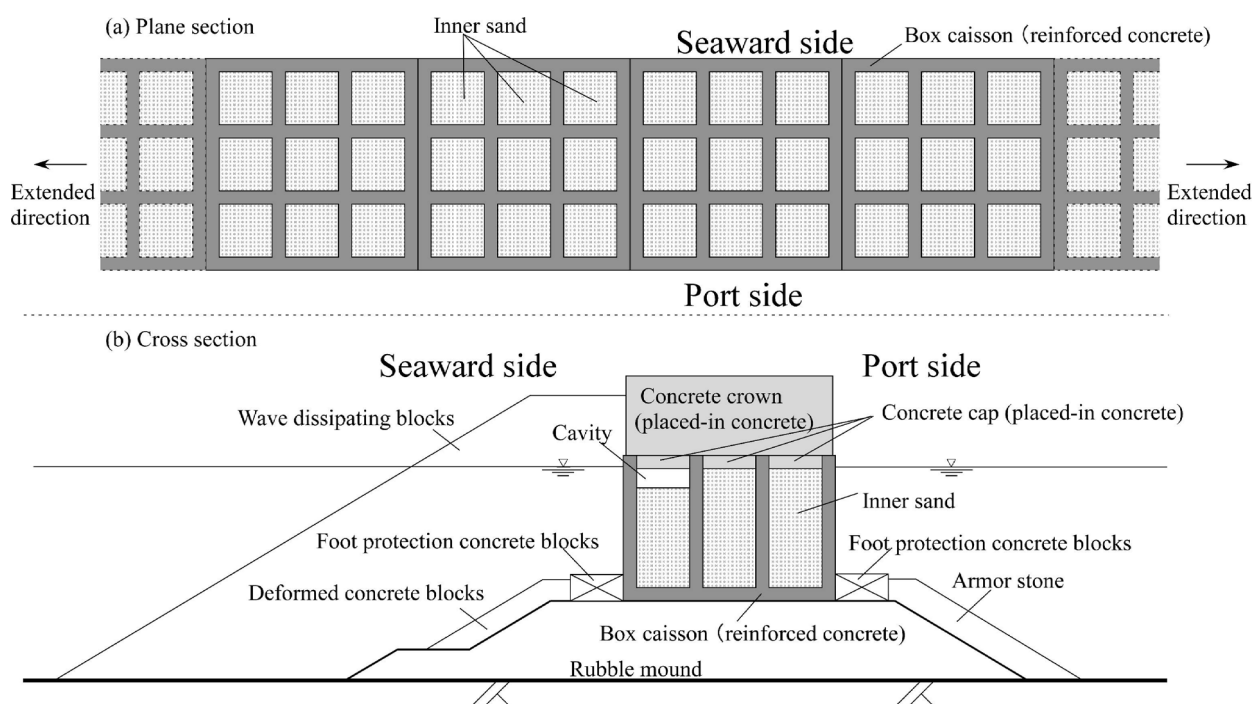


Fig.8.1-1 Schematic section of a box caisson type composite breakwater. This example is 3 x 3 box caisson. There are various types of breakwaters according to depth of the sea water, size of the port and other conditions.

消波ブロック被覆堤の場合、長年の波浪により消波ブロックがケーソンの側壁を削り、孔が空くことがある。マウンドの洗掘や基礎地盤の不等沈下によりケーソン自体が割れてしまうこともある。その場合中詰砂が流出し、ケーソンの上部に空洞が生じる。中詰砂の流出量によっては相対的に上部が重くなるため力学的に不安定となり、その結果ケーソン自体の移動・滑動が生じ、最悪の場合は破壊に至ることもある。

従来のケーソン内の空洞調査には、最初に目視調査や形状測量を行い、ケーソンのひび割れ・変形・沈下など変状の生じた箇所を抽出する。次に変状の生じていると考えられる箇所の表面からボーリングを行った後、孔内カメラなどを挿入して空洞を確認する。しかし、この方法は作業効率が悪く、調査に要する費用も嵩む。

一方、道路面下の空洞調査や埋設管調査に地中レーダが使われ、実績を上げている。他の物理探査に比べて地中レーダは、経済性・作業性・分解能の点で優れている。しかし、従来のパルス波方式の地中レーダは探査深度が浅いという欠点がある。防波堤の上部コンクリートと蓋コンクリートを合わせるとその厚さは数 m であるため、パルス波方式の地中レーダではケーソンの深度まで探査することができない。

従来の地中レーダにより空洞の評価を行うには、技術者個人の経験や熟練、あるいは判断基準が異なるため、同じ探査記録でも解釈の結果に個人差が生じるという課題があった。空洞の判定において、技術者の個人差を排除し、客観的な基準に基づいて空洞の判定を行うことができれば、地中レーダの専門家ではない技術者（例えば、港湾土木技術者）でも空洞の判定が可能となる。

本研究は、厚さ数 m のコンクリート直下の空洞を非破壊で効率良く探査するためにステップ式 FM-CW GPR を応用し、ケーソン内部空洞の有無を診断する「自動診断プログラム」を組み込んだ探査装置を開発し、実証実験を行ったものである。

8.2 構造物診断装置の開発

ステップ式 FM-CW GPR をケーソン式防波堤に適用するための技術的検討課題としては以下のような項目が考えられる。

- ①上部コンクリートの電気特性（比誘電率及び導電率）の把握
- ②S/N 比の確保
- ③データの再現性
- ④空洞に起因する波形及びスペクトルの特徴
- ⑤④の自動抽出及び表現方法
- ⑥ボーリング調査などの整合性の確認

である。

①については、実際に上部コンクリートから試料を採取し、電気特性を測定した。

②についてはアンテナを 2 台として重合処理を行うこととした。アンテナを 2 台以上とすることで S/N 比が向上する。

③については、空洞の厚さの経年変化がほとんどない地点で測定を行い、複数年にわたって全く同じデータが得られることを確認した。

④については、コンクリートの電気特性及びケーソンの構造から数値モデルを構築し、計算機による数値実験を実施し、空洞によって生じる波形及びスペクトル特性を抽出した。

⑤については④で行った数値実験の結果から、ケーソンの内部イメージを描画するプログラム（自動診断プログラム）を製作した。これにより技術者の個人差を排除し、同じデータに同じデータ処理パラメータを用いれば誰が行っても同じ診断結果が得られる。

⑥については、新潟東港及び金沢港（大野地区）の防波堤でデータを取得するとともに、ボーリングデータとの整合性を検証した。

本装置は「構造物診断装置」と名づけられ、1999 年度から 2005 年度にかけて開発が行われた。その詳細については、新潟港湾空港技術調査事務所ほか(2000～2004)にまとめられている。FM-CW GPR を応用した構造物診断装置の外観を Fig.8.2-1 に示す。

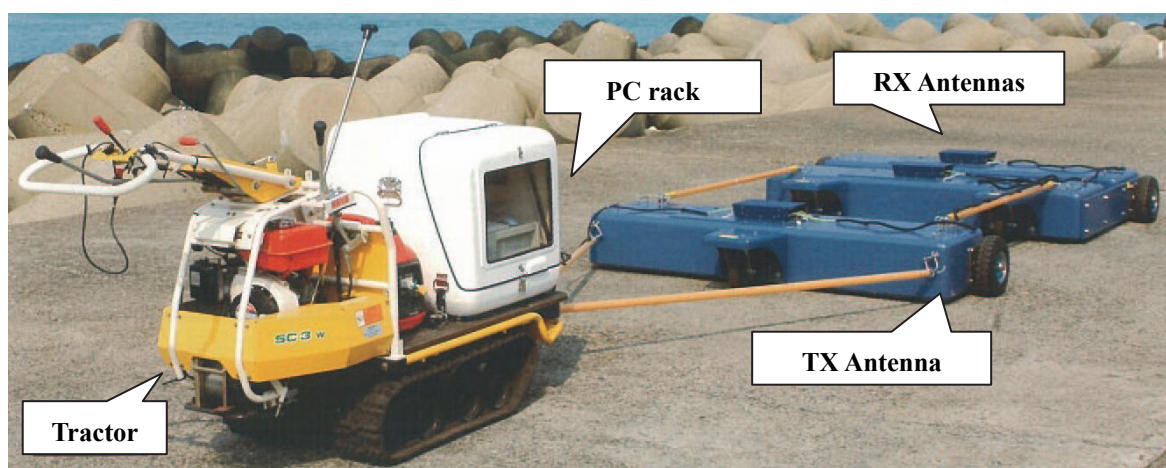


Fig.8.2-1 Picture of the FM-CW GPR for the diagnosis system developed in this work.

送信アンテナ 1 台・受信アンテナ 2 台・アンテナ台車・牽引車・PC 及び発電機から構成される。送信及び受信アンテナのエレメントは、全長 1.8m のボウタイ型である。送信アンテナ内部には、パワーアンプと PC からの制御信号によって送信器の周波数を発生させるための D/A 変換器及び受信信号をデジタル化する A/D 変換器を搭載している。受信アンテナ内部には、受信信号を増幅するための受信アンプを搭載している。送信アンテナ及び受信アンテナ内部の機器の駆動には、ドライバッテリーを用いている。満充電の状態連続 8 時間以上の測定が可能である。Table 8.2-1 に本装置の大きさ・重量等を示す。アンテナ部と牽引車の外観寸法をそれぞれ Fig.8.2-2 及び Fig.8.2-3 に示す。

Table 8.2-1 Components of the development of the FM-CW GPR for the diagnosis of caisson breakwater.

Items		Specifications		
Part	Built-in equipments	Quantity	Weight	Size
Transmitting antenna	Transmitter Data acquisition system Controller Distance encoder Battery	1	120kg	2225(W)×855(D)×273(H)mm
Received antennas	Receiver Battery	2	180kg	2290(W)×1655(D)×273(H)mm
Tracking bars	—	4	8.5kg	φ35mm
Tractor	—	1	217kg	1550(W)×680(D)×1390(H)mm
PC rack	PC(including display, keyboard and interface)	1	36.5kg	530(W)×600(D)×820(H)mm
Optical fiber cable	—	4	1kg	φ15mm×5m
Power Supply (Generator)	—	1	12kg	450(W)×380(D)×380(H)mm 600VA
Accessories	—	1	3kg	Wrench Screwdriver etc.
Total weight		578kg		

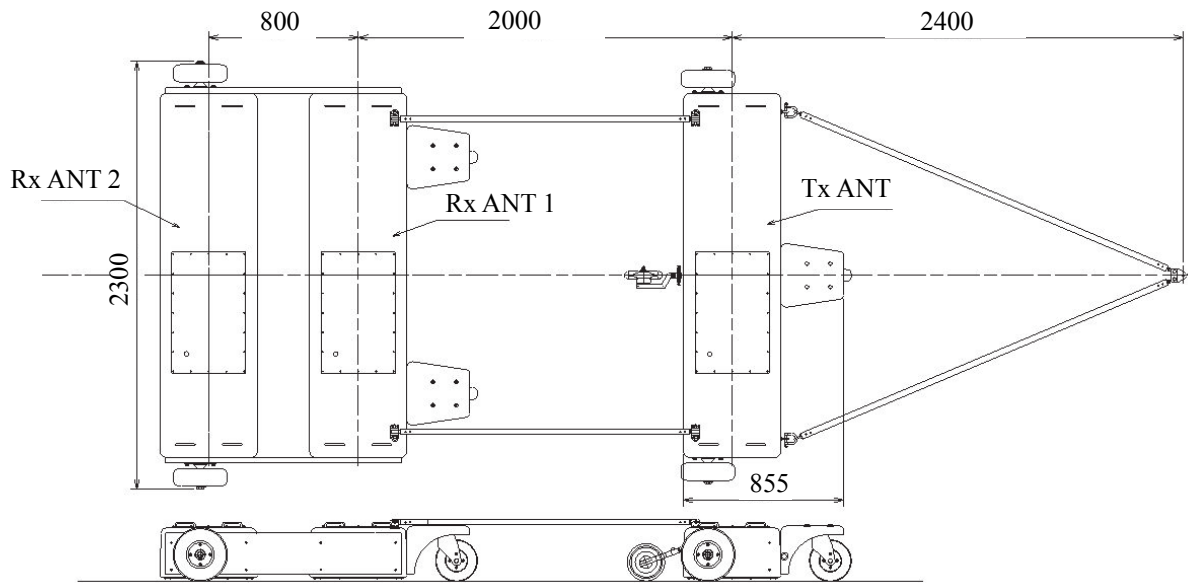


Fig.8.2-2 Plan of the antenna section. This system has two received antennas to improve the signal to noise ratio. Two receiving signals are stacked after the measurement.

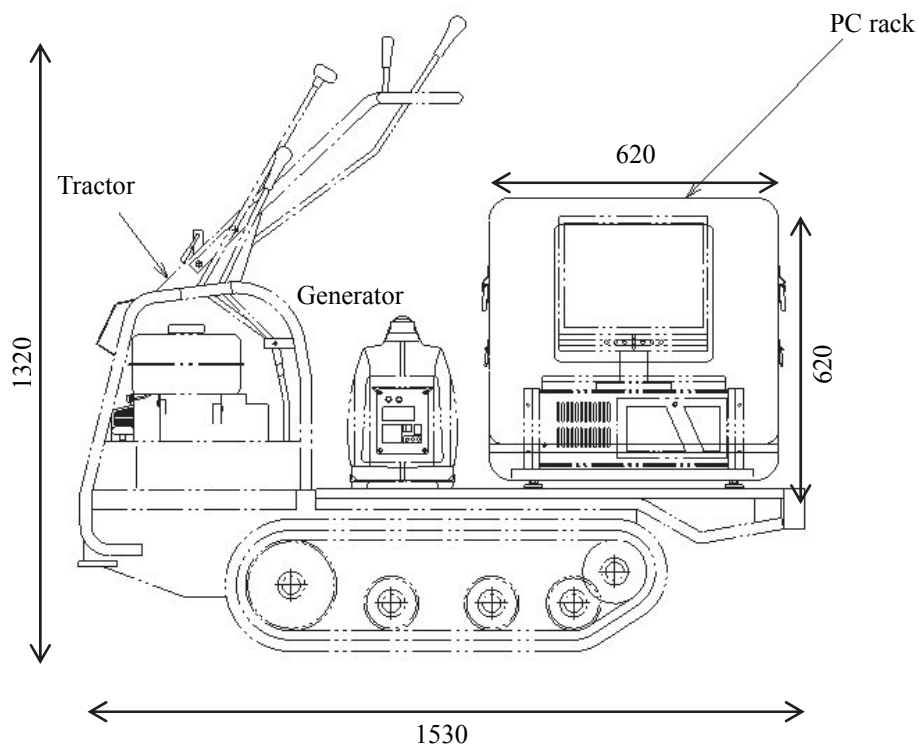


Fig.8.2-3 Plan of the tractor. The PC and the generator are loaded on the tractor. The PC has no hard disk drive to avoid the trouble caused by vibration of the tractor.

各アンテナ間は誘導ノイズを避けるため、ノンメタリックの光ファイバケーブルで結線する。PC からの制御信号及び収録データの伝送にも光ケーブルを用い、牽引車と送信アンテナ及び送信アンテナと受信アンテナ間の接続にも非金属の FRP 製の棒を利用している。アンテナエレメント上部には、上方に放射された電磁波を吸収し、外来ノイズを遮断するためのフェライトによるシールド処理を施している。送信アンテナには距離計（エンコーダ）を取り付け、これと同期させてデータを収録する。

防波堤上は晴天の場合でも、消波ブロックやケーソン側壁にあたった海水が飛散する。そのため、PC を FRP 製のラックに収納し、防滴構造とした。牽引車はガソリンエンジンのクローラ車である。

本装置の PC には移動中の振動によるトラブルを避けるため、回転部や接触部を内包するハードディスクではなく、シリコンディスク及びコンパクトフラッシュを用いている。

収録プログラムの主な機能は送信周波数の制御と受信信号の収録である。収録したデータは、逆フーリエ変換（大崎，1976）により時間領域波形に変換し、通常のパルス波地中レーダのデータと同様に扱うことができる。

測定パラメータを Table 8.2-2 に示す。測定間隔は 20cm であるが、一回の測定は 1000 回のスタッキングを行っても約 4 秒である。牽引車により毎時約 60m の等速度で、連続的にアンテナを移動させることができる。1 日あたりの実稼動時間を 7 時間程度とすると 400m 以上の探査が可能である。

送信アンテナ内部でデジタル化された受信信号は、PC に取り込まれる。ケーソン毎に測定を終了すると直ちに自動診断プログラムにより診断の結果を表示することが可能である。自動診断プログラムについては 8.6 節に詳術する。

Table 8.2-2 Specifications of the FM-CW GPR for the diagnosis system.

Items	Specifications
Bandwidth	1-40MHz
Transmitting output	0.3W
Step frequency points	201 points
Step frequency interval	195kHz
Data length in time domain	5.13 μ s
Stacking number	1000(each stepped frequency)
A/D converter	14 bit
Measurement interval	20cm

8.3 コンクリートの電気特性試験

コンクリートの電気特性試験は，新潟東港で 1 箇所，金沢港で 2 箇所のコア試料を用いて実施した。両者とも上部コンクリート厚が 4m 前後であり，深度方向に 30～40cm 間隔で各 10 個の試料を取得した。従って，試料の総数は新潟東港が 10 個，金沢港 20 個の合計 30 個である。 ϵ' と $\epsilon'' (= \sigma'')$ の測定方法については既に 6.3 節に示したとおりである。

試料の採取にはコンクリートコアカッターを用いた。試料採取時の冷却・潤滑水には現地の海水を用い，コンクリート中に浸透した海水成分の流出を防止した。試料は $\phi 25\text{mm} \times 5\text{mm}$ の円筒状に整形し，これを約 1 週間放置した自然状態，24 時間以上 100℃で加熱して水分を除去した強制乾燥状態及び現地の海水に 72 時間以上浸した（そのうち 8 時間以上は真空中）強制湿潤状態の 3 状態について電気特性試験を実施した。新潟東港及び金沢港の試料の測定結果を Fig.8.3-5 及び Fig.8.3-6 にそれぞれ示す。減衰率の計算には巻末付録(B-27)式を用いた。

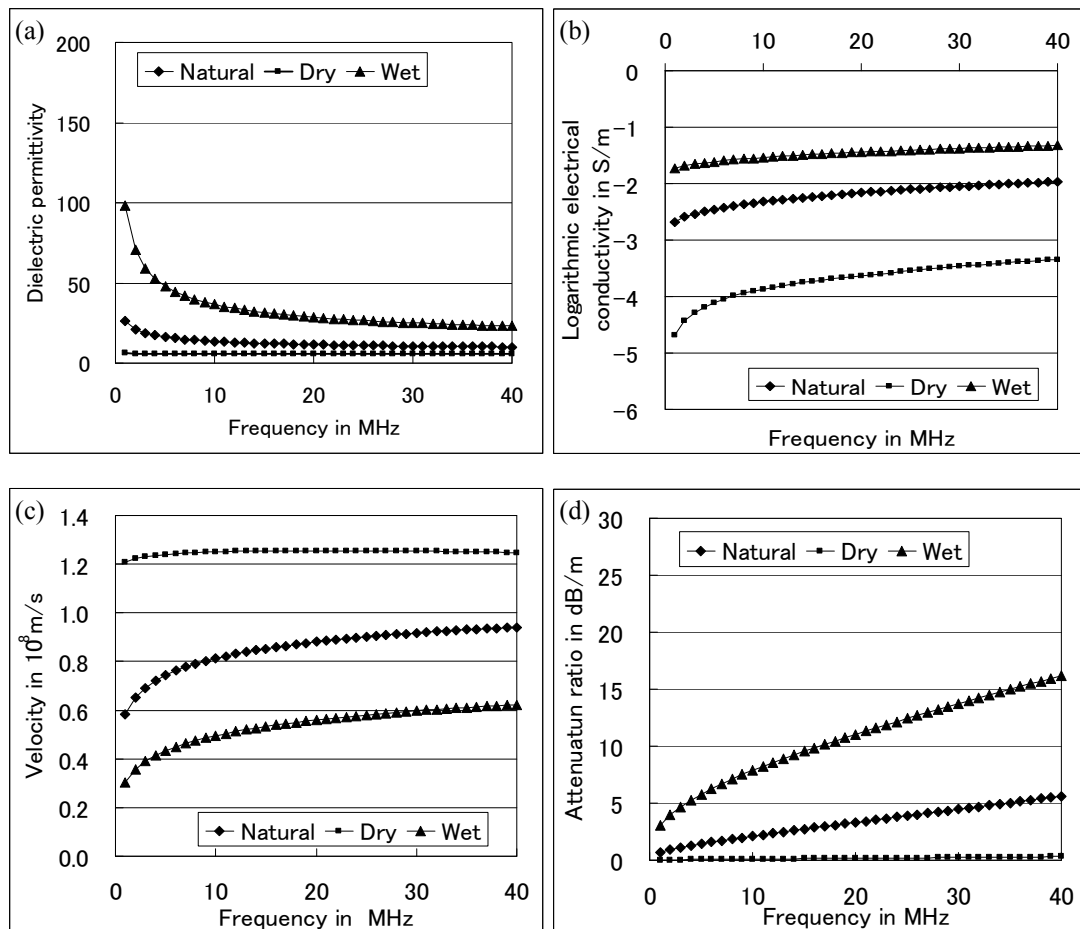


Fig.8.3-5 Electrical properties of a core sample obtained from the concrete crowns of breakwaters at Niigata-higashi port. Frequency range, from 1 to 40 MHz, is the same as that of the FM-CW GPR system. (a)Relative dielectric permittivity, (b) Logarithmic electrical conductivity, (c) Electromagnetic wave velocity, (d)Attenuation ratio.

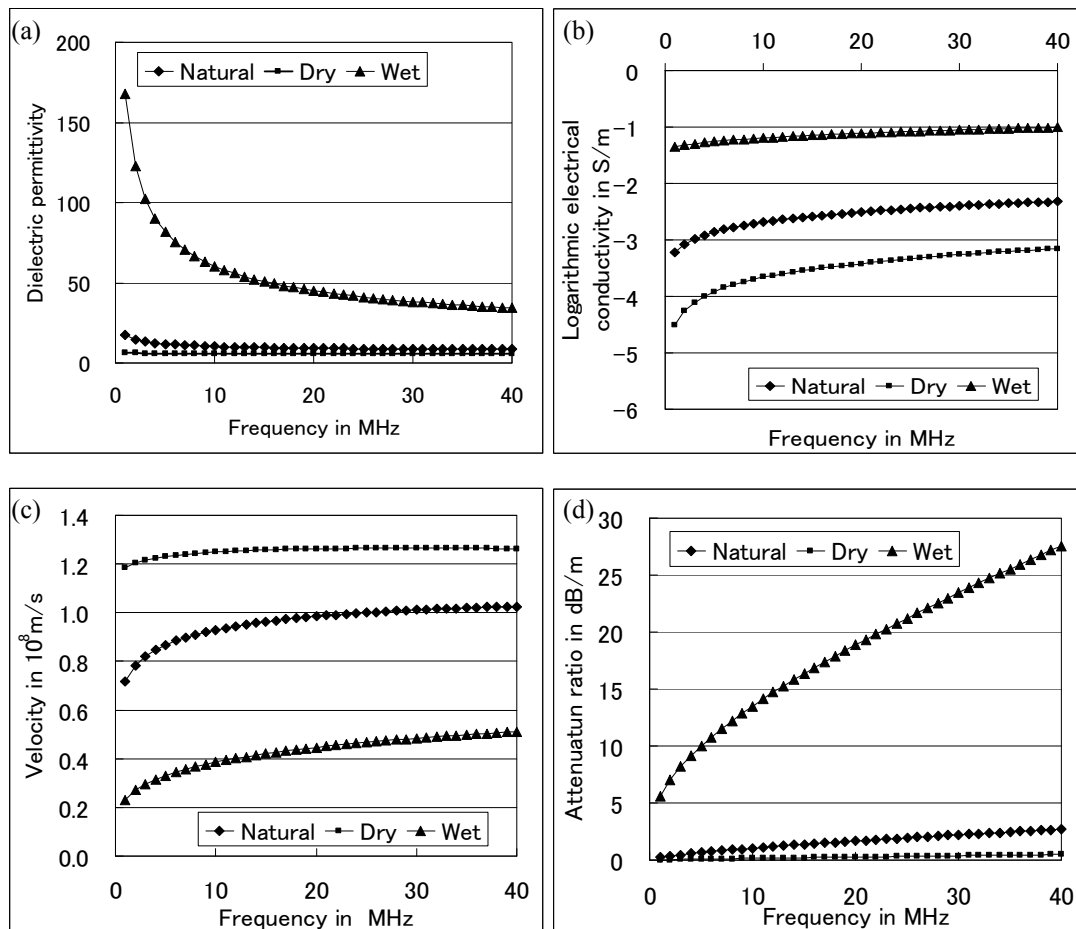


Fig.8.3-6 Electrical properties of a core sample obtained from concrete crowns of breakwaters at Kanazawa port. Notation is the same as Fig.8.3-5.

強制乾燥状態では比誘電率は小さいが、自然状態、強制湿潤状態となるにつれて値が大きくなる。強制乾燥状態では周波数依存性がほとんど見られないが、自然状態、強制湿潤状態となるにつれて周波数依存性を示す。これらの傾向は岩石の場合と全く同じである（鈴木，2003）。

現地の海水の導電率は、ポータブル導電率計で測定した。港内側と港外側では、前者が 1～2S/m 程度であるのに対し、後者は 3～4S/m 程度である。河口にある港の場合、汽水であるため低い導電率を示すと考えられる。強制湿潤状態に使用した海水は、港内側と港外側の両方を使用した。試料の導電率はほとんど差がなかった。コンクリートの有効間隙率は 20%前後であるが、海水の導電率の違いは試料全体の導電率に大きな影響を与えないことがわかる。

後述する数値実験や自動診断プログラムに必要な電磁波速度には自然状態における周波数 10～20MHz の平均値を用いた。反射波の主な周波数成分がこの周波数帯域にあること、

ワイドアングル測定により得られた電磁波速度と整合する値であることがこの周波数帯域の電磁波速度値を選定した理由である。電磁波速度の平均値は、新潟東港で 8.77cm/ns、金沢港で 9.72cm/ns である。

10～20MHz の周波数帯域における減衰率（比誘電率と導電率から求めることができる）は新潟東港では 3dB/m 程度、金沢港では 2dB/m 程度である。一方、本装置のダイナミックレンジは少なく見積もっても 70dB は確保されているので、厚さ 5m 以上のコンクリート背面の反射波を捕らえることが可能である。

8.4 港湾構造物に対する数値実験

ケーソン内部の空洞により生じるレーダ受信波形とそのスペクトルの変化の特徴を把握するため、コンクリートコアの電気特性の測定結果を用いて、新潟東港の場合について数値実験を行った。

(1)数値計算

媒質中に電荷がなく、送信点に電流源（送信アンテナを流れる電流に相当する）がある場合、電場の波動方程式は次式で示すことができる。

$$\nabla^2 E = \frac{\partial^2 E}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial z^2} = \sigma\mu \frac{\partial E}{\partial t} + \varepsilon\mu \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \mu \frac{\partial J_0}{\partial t} \quad (8.4-1)$$

ただし、 J_0 は送信点における電流密度である。

電場は一般にベクトル量で直交座標を用いる場合には $x \cdot y \cdot z$ 方向に成分をもつ。電場が時間変動する場合には、伝搬方向と直交する方向に振動する横波として電磁波が発生する。一方、ダイポール・アンテナのように特定の方向に伸びる形状のアンテナでは、アンテナから出る電磁波は、このアンテナの伸長方向に平行する成分が卓越する。本装置による測定では、アンテナの伸長方向が測線に対して直交する。従って、測線方向を x 方向、深度方向を y 方向とすれば、アンテナから出る電磁波は z 方向に振動する。

以上の点を考慮して(8.4-1)式を二次元問題として扱い、 $x - y$ 断面に対して整理すると次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2} &= \frac{1}{\varepsilon\mu} \nabla^2 E_z - \frac{\sigma}{\varepsilon} \frac{\partial E_z}{\partial t} - \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial J_{0z}}{\partial t} \\ \nabla^2 E_z &= \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} \end{aligned} \right\} \quad (8.4-2)$$

ただし、 E_z は電場の z 方向成分、 J_{0z} は送信点における電流密度の z 方向成分である。時刻 t_0 から δ_t 時間経過した時刻 $t = t_0 + \delta_t$ の時点で、 $x - y$ 断面の任意の点における電場は(8.4-2)式を用いて、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial t} \Big|_{t=t_0} &= \frac{\partial E_z}{\partial t} \Big|_{t=t_0-\delta t} + \delta t \cdot \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2} \Big|_{t=t_0-\delta t} \\ E_z(x, y, t=t_0 + \delta t) &= E_z(x, y, t=t_0) + \delta t \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} \Big|_{t=t_0} \end{aligned} \right\} \quad (8.4-3)$$

とあらわすことができる。

本研究では、(8.4-3)式を解くための数値計算に差分法を用いることとした（村山ほか，1991）。通常，電磁波や電磁場などの解析にはFD-TD(finite difference – time domain)法（例えば和泉，2006）が用いられる。FD-TD 法は差分法によって電場と磁場を同時に解析する。本研究ではアンテナにダイポール・アンテナを使用しているため，電場のみを扱えばよく，FD-TD 法より次元が少ない。この方法を WE-FD-TD(Wave equation FD-TD)と呼ぶ場合もある。

媒質を格子点状に分割して各格子点に誘電率及び導電率を与え，格子点の位置における電場を離散化して計算する。時間の離散化幅 δt は有限の微小時間として Δt とおき，これを時間ステップと呼ぶことにする。この時間ステップを用いると，任意の時間 t は $t = n\Delta t$ （ただし， $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ）とあらわすことができる。(8.4-3)式中には(8.4-2)式で示される電場の x 及び y 方向への 2 階微分が含まれるため差分法で解くことができる。しかし，差分法では演算時間が長くなるため，実際には x 及び y 方向への高速フーリエ変換を用いて計算した（これを疑似スペクトル法と呼ぶ場合がある；村山ほか，1991；古村ほか，1996）。

(8.4-1)式を解くための初期条件として，時刻 $t = 0\text{ns}$ において以下の条件を設定した。

$$\left. \begin{aligned} E_z(x, y, t=0) &= \begin{cases} J_{0z}(x, y, t=0); & x=x_0, \quad y=y_0 \text{ のとき} \\ 0 & ; \quad \text{その他} \end{cases} \\ \frac{\partial}{\partial t}[E_z(x, y, t=0)] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8.4-4)$$

ただし， x_0 及び y_0 は送信点の x 及び y 座標をあらわす。時間ステップ Δt と格子点に与えた伝搬速度 v との積（すなわち，単位時間ステップで波面が進行する距離）が格子点間隔よりも大きければ，計算が発散する可能性が高くなる。そのため， Δt の最大限界値は，格子点間隔 Δx または Δy を用いて次式のように制限する。

$$\Delta t < (\sqrt{2}/\pi) \cdot (\Delta x/v), \quad \Delta t < (\sqrt{2}/\pi) \cdot (\Delta y/v) \quad (8.4-5)$$

さらに，有限の領域で離散型の計算を行うことによるギブス現象を避けるため，送信点 (x_0, y_0) に最大振幅 0.5 を与え，そこから x ， y の正負両方向に単位格子点分離れた位置に最大振幅 0.25 の送信源を設ける。すなわち送信源は全部で 5 点である。これら 5 点に与えたパルス状の送信源を，

$$\delta(x,y)=\begin{cases} 1; & x=0, y=0 \text{ のとき} \\ 0; & \text{その他} \end{cases} \quad (8.4-6)$$

を用いてあらわせば送信源位置関数 $R(x,y)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} R(x,y)= & 0.5\delta(x-x_0,y-y_0)+0.25\{\delta(x-x_0,y-y_0+\Delta y) \\ & +\delta(x-x_0,y-y_0-\Delta y)+\delta(x-x_0+\Delta x,y-y_0)+\delta(x-x_0-\Delta x,y-y_0)\} \end{aligned} \quad (8.4-7)$$

電磁波と弾性波という違いはあるが、以上の条件は村山ほか(1991)及び古村ほか(1996)に従っている。計算精度については、両者と同程度と考えられる。

送信源時間関数 $W(t)$ には次式に示す Gaussian pulse を用いた。FM-CW GPR の送信波形は、パルス圧縮により時間軸上では左右対称の Gaussian pulse と等価である。

$$W(t)=\begin{cases} \exp\{-\alpha(t-t_0)^2\}; & 0 \leq t \leq 2t_0 \\ 0; & \text{その他} \end{cases} \quad (8.4-8)$$

(8.4-8)式の α 及び t_0 を適切に操作することによって、任意の周波数帯域を設定することができる。この計算では周波数帯域幅を 40MHz とするように設定した。

後述するように与えた上部コンクリートの比誘電率は 11.7 であるから、このときのパルス幅（半値幅）は、約 1m となる。分解能はパルス幅の 1/4 程度と考えられるから、分解能は 25cm となる。

(8.4-7)式及び(8.4-8)式を用いると、送信源関数 $J_{0z}(x,y,z)$ は次式で示すことができる。

$$J_{0z}(x,y,t)=I \cdot R(x,y) \cdot W(t) \quad (8.4-9)$$

ただし、 I は $t=0\text{ns}$ の初期状態で与える送信点の最大電流密度である。

(2)数値モデル

ケーソンの数値モデルは、上部コンクリート及び蓋コンクリートから成る無筋コンクリート、側壁・隔壁・底盤から成る鉄筋コンクリート、中詰砂及び空洞から構成される。実際のアンテナは、ケーソン表面との間に隙間があるため、10cm の空気層を設けた。空洞は空気または海水で満たされた状態とし、空洞の厚さは $0.5\text{m} \cdot 1\text{m} \cdot 2\text{m}$ の 3 通りを設定した。上部コンクリートの比誘電率及び導電率は、そのほとんどが海面上にあるため、自然状態で測定した値を用いた。

側壁や底盤を構成する鉄筋コンクリートは、ほとんどの部分が海水中にあるため、強制湿潤状態における比誘電率を用いた。鉄筋コンクリートは間隔 10 ないし 20cm の二重鉄筋構造となっている。送信周波数を考慮すると、鉄筋コンクリートに電磁波は透過しないと考えることができるので、導電率は無限大とみなせる 10^8S/m に設定した。

中詰砂は海水で飽和していると仮定し、中詰砂における海水の体積率から電気特性を計算した。中詰砂の湿潤密度を ρ_t 、砂粒子及び海水の密度をそれぞれ ρ_s 及び ρ_w とおけば、

中詰砂中における海水の体積率 ϕ_w は次式であらわすことができる。

$$\phi_w = \frac{\rho_t - \rho_s}{\rho_w - \rho_s} \quad (8.4-10)$$

防波堤建設時の中詰砂の湿潤密度は、施工記録から $2\text{kN/m}^3 (1.96\text{g/cm}^3)$ とされている。砂粒子の密度は、主成分が石英や長石であると仮定すると 2.70g/cm^3 である（地盤工学会,1999）。また、国立天文台(2001)によれば、海水の密度は代表値として 1.03g/cm^3 である。これらの数値を(8.4-10)式に代入すると、海水の体積率 ϕ_w は 44% となる。中詰砂は海水で飽和していると仮定したので、砂粒子の体積率は 56% である。乾燥状態における砂の比誘電率及び導電率は平均的な値としてそれぞれ 2.5 及び $1.0 \times 10^{-5}\text{S/m}$ 、海水の比誘電率は 81 を用いた（物理探査学会、2005）。海水の導電率は新潟東港で実測した平均値 3.6S/m を用いた。

中詰砂を砂と海水の混合体と考え、混合体における比誘電率及び導電率の周波数特性をあらわす式（岡本、1980）を用いて中詰砂の電気特性を計算した。その結果、周波数 10～20MHz の平均値として比誘電率 20.8 及び導電率 792mS/m が得られた。

ケーソン表面上部の空気層及び空洞として存在する空気層の電気特性は真空の値に等しいと仮定し、比誘電率を 1、導電率を 0mS/m とした。数値モデルの外側には数値モデルの 4 倍の面積をもつ解析面を設け、数値モデル境界の値を延長することにより、数値モデルの境界における反射が生じないようにした。吸収条件は、古村ほか(1996)を用いた。

本実験で与えた電気特性及びパラメータを Table 8.4-1 及び Table 8.4-2 にそれぞれ示す。アンテナ間距離は、構造物診断装置のアンテナ部と同じ 2.0m と 2.8m の 2 種類設定した。

Table 8.4-1 Electrical properties for numerical modeling.

Materials	Relative dielectric permittivity	Electrical conductivity (mS/m)
Placed-in concrete	11.71	5.4
Reinforced concrete	32.71	10^8
Inner sand	20.75	792
Air	1	0
Seawater	81	3600

Table 8.4-2 Parameters of numerical modeling.

Definition	Value
Offset between antennas	2.0m,2.8m
Measurement interval	0.2m
Length of profile	24m
Trace number	121
Transmitted signal	Gaussian pulse
Frequency bandwidth	40 MHz
Transmitted current	0.122A
Transmitted current density	12.2A/m ²
Interval time	0.15 ns
Number of the time series	2668 points
Length of the time series	400.05ns

(3)数値計算結果

空洞がない場合の波面の様子を Fig.8.4-1 に示す。時間ステップは 15ns であり，0ns から 390ns までのスナップショットである。150ns で中詰砂からの最初の反射波が防波堤表面に到達している。その後，反射波は再び上部コンクリート表面で反射し，振幅が小さいながらも下方に向かい，再び中詰砂で反射（重複反射）していることが認められる。後述するように，空洞がある場合とない場合の受信波形のスペクトル特性の相違は，この重複反射により生じたものと考えられる。次に空洞がある場合とない場合を比較した結果を示す。

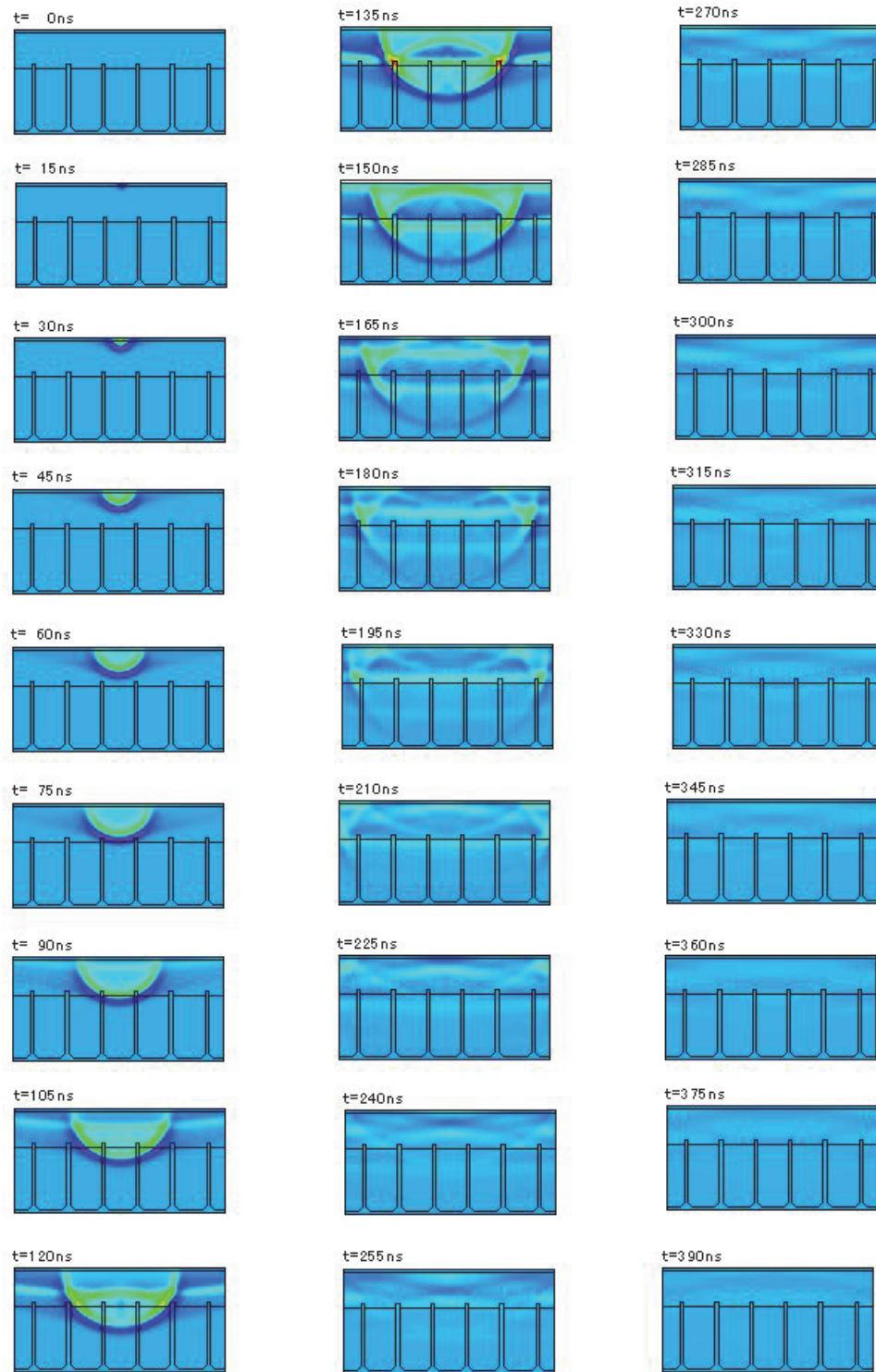


Fig.7.4-1 Snapshots of the radar wave propagation calculated from the numerical model shown in Fig.8(a) at an interval of 15 ns from 0 to 390 ns. Input pulse is a Gaussian whose frequency band width is equivalent of the FM-CW GPR system. The first arrival of the reflected wave is observed at about 150 ns. After that, the reflected wave is reflected back into the concrete crown.

①空洞が存在しない場合のスペクトルプロファイル

Fig.8.4-2(a)は空洞が存在しない場合の数値モデル，Fig.8.4-2(b)はそのときのアンテナ間距離 2.0mで測定した受信波形のスペクトルプロファイルである。スペクトルは振幅スペクトルであり，全測点の平均スペクトルを差し引いた値を示している。

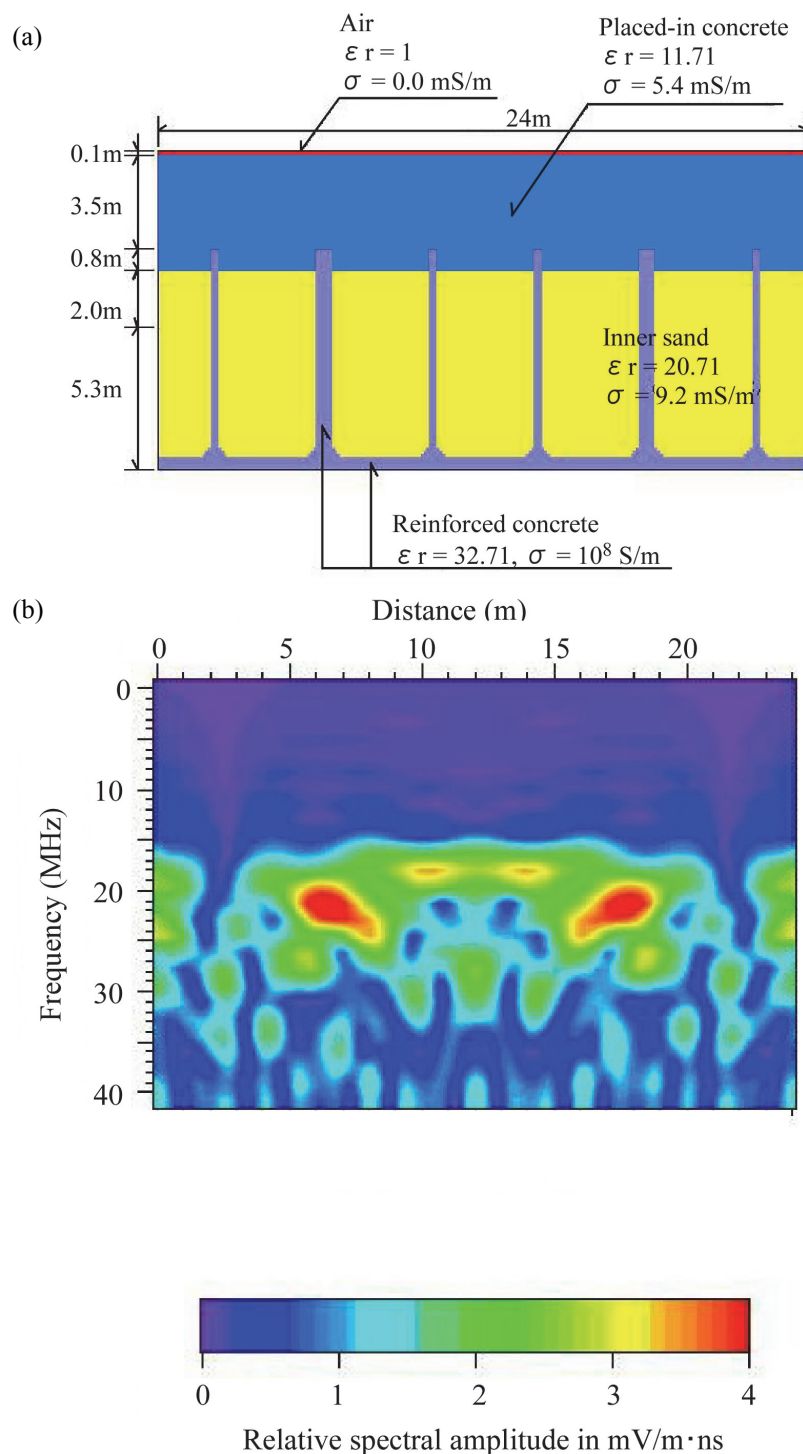


Fig.7.4-2 (a) A numerical model of breakwater and (b) spectrum of calculated responses in a case that the caisson does not have cavities. Each spectrum trace is subtracted from the average spectrum.

与えたモデルに対して、測線方向に左右対称のスペクトルが得られている。15MHz 以下の周波数成分はほとんど 0 または極端に小さい値である。15MHz 以上の周波数成分は、上部コンクリートと中詰砂、あるいは鉄筋コンクリートの側壁及び隔壁による散乱などによって生じた周波数成分と推定される。アンテナ間距離が 2.0m と 2.8m の場合を比較すると、アンテナ間距離に依らず、スペクトルはほとんど同じであった。

②空洞がある場合のスペクトルプロファイル

空気で満たされた空洞がある場合の数値モデルを Fig.8.4-3(a)に示す。この数値モデルでは水平距離 6～10m間に厚さ 0.5m, 同 10～14m間に厚さ 1m, 同 14～18m間に厚さ 2m の空洞をそれぞれ設定してある。Fig.8.4-3(b)はそのときの振幅スペクトルであり、直下に空洞がない測点の平均スペクトルを差し引いた値を示している。空洞がない場合には 15MHz 以下の周波数帯に大きな振幅をもつ成分がなかったのに対して、空気空洞がある場合には 5～15MHz 付近に比較的大きな振幅が認められる。水平距離 8m 付近で 10～15MHz, 同 10～16m では 5～15MHz 付近で振幅が大きくなっている。空洞の厚さが増えるにしたがって低周波数成分があらわれているが、空洞の厚さが異なる境界の識別はできていない。空洞の厚さが 1m と 2m の場合にはほとんど差が認められない。15MHz 以下の周波数帯域にあらわれる顕著な周波数成分は、空洞の有無により Fig.8.4-1 に示した重複反射の様式が変化したことに起因すると推定される。

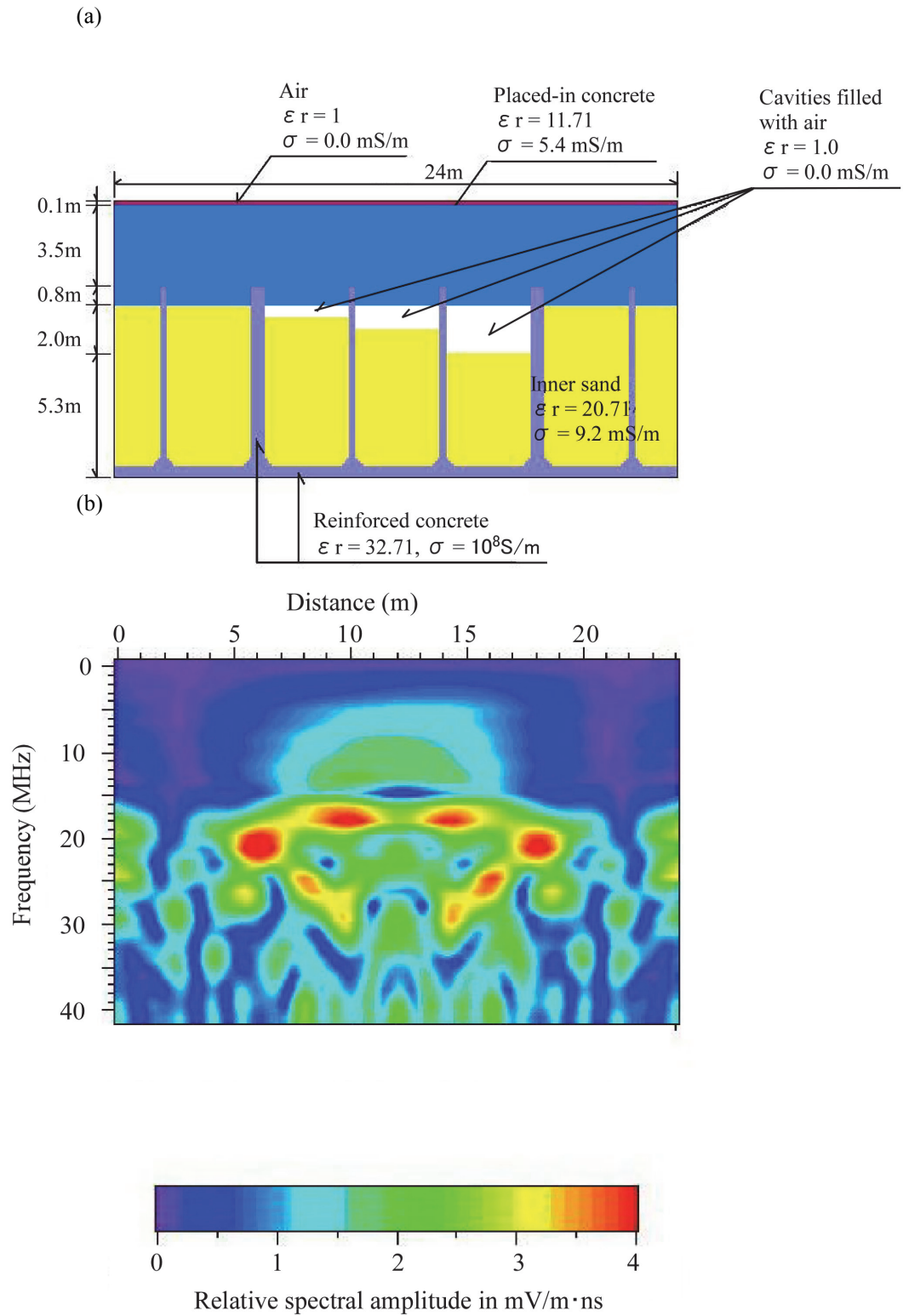


Fig.7.4-3 (a) Numerical model and (b) spectrum of calculated responses in a case that the caissons contain cavities which are filled with air. Each spectrum is subtracted by the average spectrum below which no cavities exist.

③空洞の有無によるスペクトルプロファイルの特徴

Fig.8.4-4 に空洞の有無によるスペクトルの比較を示す。Fig.8.4-4(a)は Fig.8.4-3 における水平距離 3.6m 地点（空洞なし）の正規化振幅スペクトル、Fig.8.4-4 (b)は水平距離 8m 地点（空洞の厚さ 0.5m）、Fig.8.4-4(c)は水平距離 12m（空洞の厚さ 1m）のそれぞれ正規化振幅スペクトルである。空洞がない地点では、15MHz 以下に振幅を持たない。空洞の厚さが 0.5m の場合、15MHz 以下にも周波数成分を有し、卓越周波数は 10MHz 付近にある。空洞の厚さが 1m になると卓越周波数が 10MHz 以下に移行し、周波数帯域も広い。空洞の厚さ 2m の場合は、1m のときと区別がつかない。

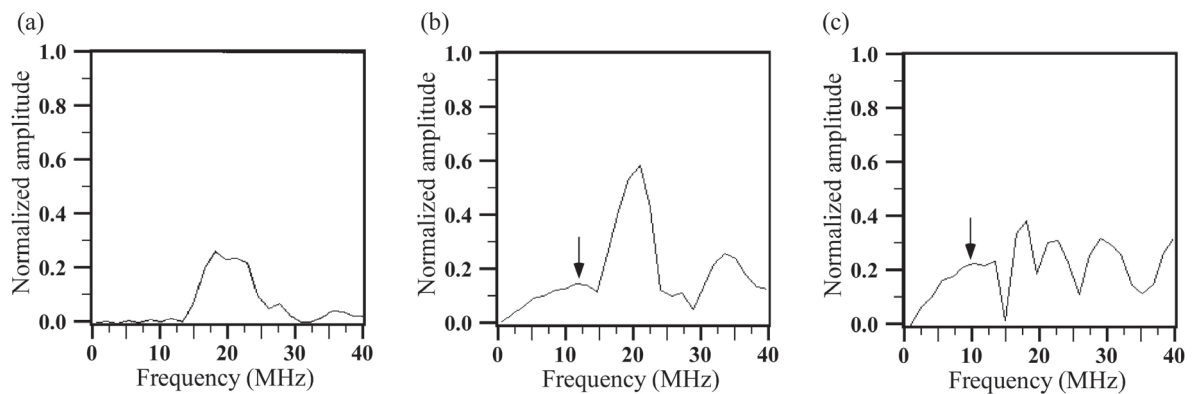


Fig.8.4-4 Amplitude spectra at horizontal distance (a) 3.6m (no cavity), (b) 8.0m (0.5m thick cavity), (c) 12.0m (1m thick cavity) after model of Fig.9. Anomaly peak frequency at 0.5m thick cavity is lower than that at 1m thick cavity.

④空洞の有無による波形プロファイルの特徴

Fig.8.4-3(a)の数値モデルにおいて、空洞内部を海水で満たした場合と空気にした場合のそれぞれの波形プロファイルを Fig.8.4-5 に示す。同図の波形プロファイルは、直下に空洞がない測点の平均波形を差し引く処理を行っている。

Fig.8.4-5(a)は空洞が空気で満たされた場合の波形プロファイルである。110～130ns 付近に見られるケーソン表面と平行する断続的な反射波群は、無筋コンクリートと中詰砂の境界からの反射波群である。130～180ns に認められる波群は側壁や隔壁によって区分けされた部分からの回折波群の一部である。空洞下面と中詰砂の境界で生じた反射波は不明瞭である。アンテナ間距離が 2.8m の場合は、2m の場合より数 ns 遅れて反射波があらわれるだけで、それ以外はほとんど変化がない。

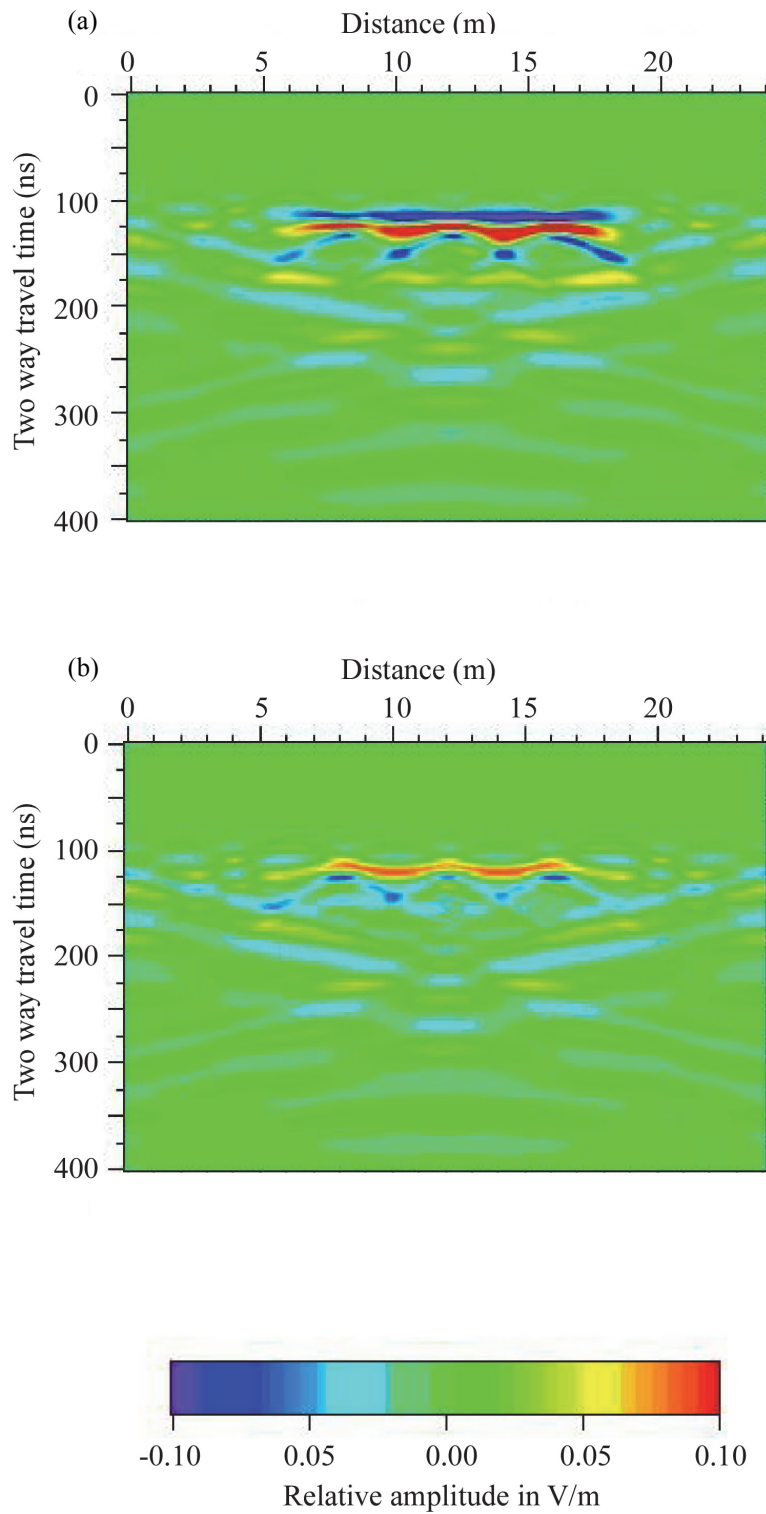


Fig.8.4-5 Waveform calculated from numerical model shown in Fig9a, with cavities filled with (a) air and (b) sea water. Each waveform is subtracted from the average waveform below which no cavities exist.

Fig.8.4-5(b)は空洞が海水で満たされた場合の波形プロファイルである。Fig.8.4-5(a)と比較すると、空洞からの反射波の位相が反転していることがわかる。その他の特徴は空気で満たされた空洞の場合と同様である。

(4)数値実験のまとめ

以上の議論から空洞の有無による数値実験の結果を比較すると以下のことがいえる。

- ①空洞がない場合には無筋コンクリートと中詰砂の境界による反射波群はケーソン表面とほぼ平行して出現する。
- ②空気空洞がある場合には、空洞の存在する区間とその周辺部では反射波群の位相が反転している。
- ③200ns 以降は明瞭な反射波群は認められず、上部コンクリートと中詰砂の境界及び空洞に起因する反射波群の出現は 100～200ns 付近にあらわれる。
- ④空洞がない場合は、平均波形のスペクトルを差し引いた振幅スペクトル上に 15MHz 以下の周波数成分はない。
- ⑤空洞がある場合、15MHz 以下に周波数成分を持つ（以降、異常という）。
- ⑥空洞の厚さが 0.5m と 1m では空洞部の厚さの増加に伴って卓越周波数が低くなる傾向が認められる。
- ⑦空洞の厚さが 1m と 2m では明瞭な差は認められない。

8.5 波形・スペクトル・ボーリング調査との対比

数値実験で示された結果を検証するため、15MHz 以下の振幅スペクトルに異常が認められた地点を選択してボーリング調査を実施した。場所は新潟東港の A-12, B-5, C-9 と名づけられたケーソンである。ボーリング地点のスペクトル及び波形を Fig.8.5-1 に示す。Fig.8.5-1(a)・(b)・(c)はそれぞれのスペクトル、(d)・(e)・(f)はそれぞれの波形である。スペクトル異常は、いずれも 10MHz 以下であり、数値計算の結果から空洞があると判断することができる。三つのスペクトルを比較すると A-12 ではスペクトル異常のピークを中心とする幅が、B-5 に比べて狭い。B-5 と C-9 では同じようなスペクトル形状であるが、波形が反転している。

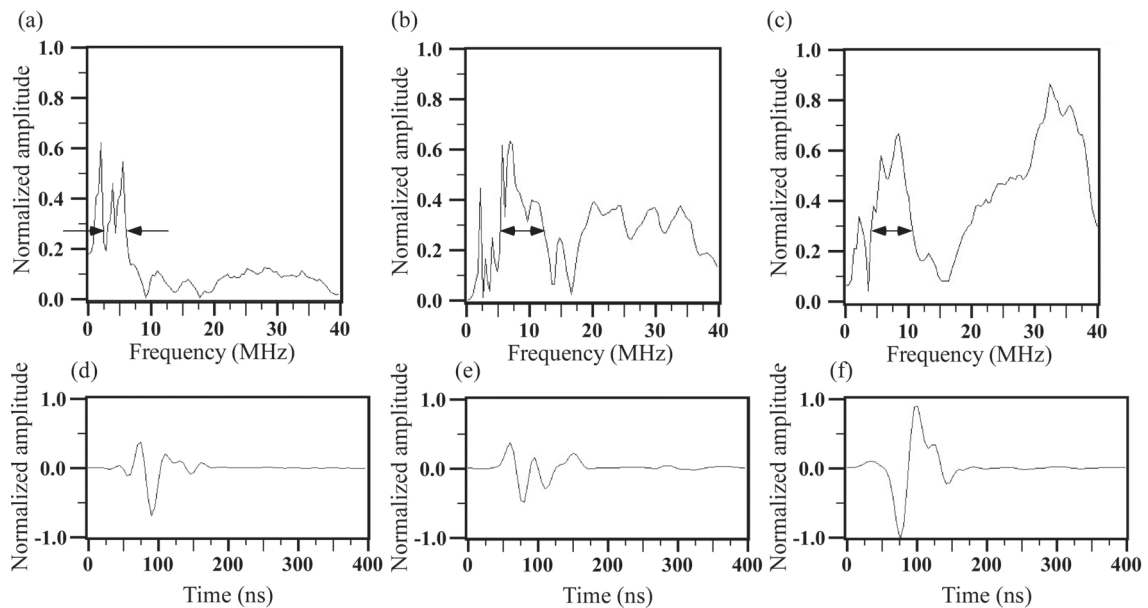


Fig.8.5-1 Amplitude spectra at (a) A-12, (b) B-5, (c) C-9 and waveforms at (d) A-12, (e) B-5, (f) C-9 respectively. Anomaly band width of B-5 is broader than that of A-12. First arrival of C-9 has the reversed phase of B-5 (or A-12).

ボーリング調査の結果を Fig.8.5-2 に示す。A-12 では空洞の厚さが 0.27m, B-5 では 0.37m, C-9 では空洞は 0.07m であった。C-9 では、上部コンクリート内部に空隙が確認され、この部分はコアが採取できなかった。この部分は、単なるクラックではなく。端面に骨材が剥き出しとなり、遊離石灰も確認できる。明らかに雨水または海水が通ったと考えられる空隙である。なお、孔内海水位を同図中に示したが、これは平均海水位（新潟東港付近の海水位日変動は 0.5m 程度）とほぼ一致する。空洞内部は海水で満たされているにも関わらず、波形の反転が見られたことから、この反射波はケーソン内部の空洞によるものではなく、上部コンクリート内部の空隙によるものと考えられる。

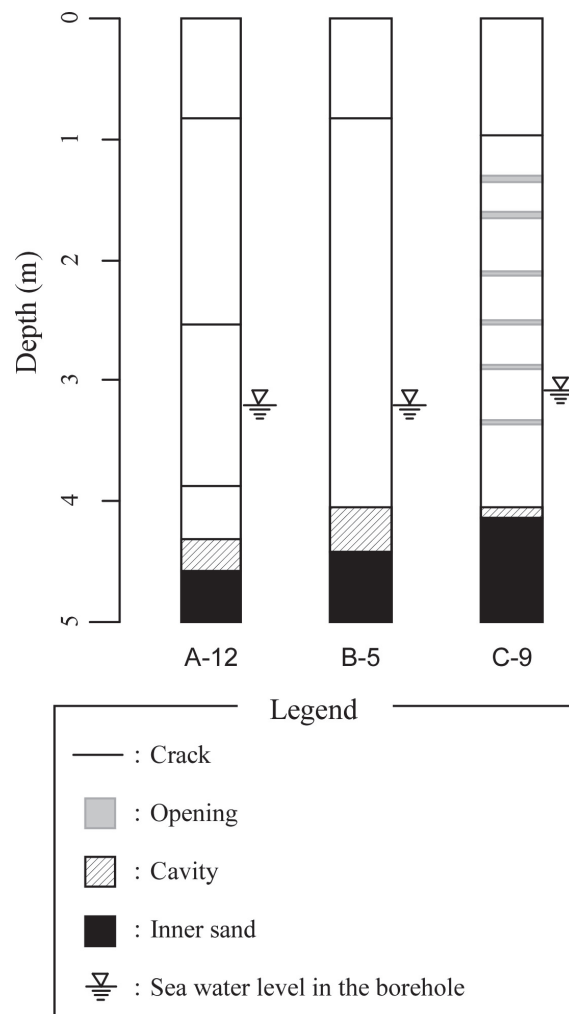


Fig.8.5-2 Column of boring point. Cavities were detected 27cm thick at A-12 and 37cm thick at B-5. Opening was detected at C-9.

以上の結果と数値計算の結果から、

- ①スペクトルの卓越周波数が 10MHz 以下の場合、空洞の存在する可能性がある。
- ②その厚さは 0.3m 以上である。
- ③数値計算では空洞の厚さが 0.5m 以上で明瞭な振幅異常があらわれるが、実際の防波堤では 0.3~0.4m 程度と考えられる。
- ④空洞に起因する周波数成分は数値計算では 15MHz であるが、実データでは 18MHz である。
- ⑤この違いはコンクリートの電気特性のばらつきや不均質などによるものと推定される。
- ⑥ケーソンが海水中にあるにも関わらず、空気で満たされた空洞と同じ反射波形が得られるが、これは上部コンクリート内部の空隙によるものと考えられる。
- ⑦空洞の厚さが 0.37m と 0.27m では、スペクトルのピーク付近の周波数幅に違いが

あり，その境界は 3MHz 程度である。

8.6 自動診断プログラムの開発

このプログラムは，構造物診断装置の PC にインストールしてあり，現地で測定直後に診断結果を得ることができる（従来の地中レーダ探査では，室内解析作業が必要）。

自動診断を行うにあたっては，まずデータの前処理を行う。波形プロファイルは，はじめに二つのアンテナで得られた受信信号をアンテナ間距離と上部コンクリートの電磁波伝搬速度を用いて NMO 補正した後に重合する(Yilmaz, 2001)。次に地表反射波を除去するための平均波形除去処理，減衰を補償するための振幅回復処理（朝倉，1982），リングングなどを除去するバンドパスフィルタ処理（朝倉，1983）を適用する。バンドパスフィルタに使用するウィンドウは，通過帯域 5～35MHz のブラックマン・ウィンドウ（越川，1992）である。スペクトルプロファイルは，平均スペクトル除去処理のみを行う。基本的にデータ処理は，ケーソンごとに行う。ケーソンの大部分が空洞の場合，空洞部が正常で，非空洞部に空洞があると診断されることがある。これを避けるために，平均波形及び平均スペクトルは，複数のケーソンから生成することも可能である。

データ処理を行った後，波形プロファイル及びスペクトルプロファイルの画像表示を確認し，自動診断の計算に進む。

自動診断は，数値計算及びボーリング調査の結果から以下の判定を行うこととした。

- A: スペクトルの卓越周波数が 10MHz 以下，かつ卓越周波数付近の幅が 3MHz 以上
→ 厚さ 30cm 以上の空洞
- B: スペクトルの卓越周波数が 10MHz 以下かつ卓越周波数付近の幅が 3MHz 以下，またはスペクトルの卓越周波数が 10～18MHz
→ 厚さ 30cm 以下の空洞
- C: 空洞が水没しているにも関わらず振幅反転が見られる
→ 上部コンクリート内部の空隙
- D: スペクトルの 5～18MHz に卓越周波数を持たない
→ 空洞なし，あるいは厚さ 10cm 以下

空洞に起因する周波数成分は数値計算によると 5MHz 以下にはあらわれない。しかし，実データでは，5MHz 以下の成分が検出されている。アンテナを 4cm 以上持ち上げると，5MHz 以下の周波数成分があらわれることや，ケーソンの継ぎ目の段差などにより発生することなどから，5MHz 以下の周波数帯は，段差やケーソンの表面の凹凸などによるノイズであると考えられる。従って，5MHz 以下の周波数成分は，空洞の有無の判定には用いない。

さらに A と判定されたもののうち，防波堤の安全上問題となりそうな厚さ 1m 以上の空洞を判定するためにスペクトル体積という概念を導入した。1m 以上の厚さの空洞が確認されている新潟東港 C-10-No.10 孔及び金沢港の H-14-No.2 孔，H17-No.1 孔におけるスペクトルを詳細に検討した結果，空洞によるスペクトルのピーク値($V/m \cdot ns$)，スペクトルの分布幅

(MHz)及び水平方向の分布幅(m)が他の A と診断された空洞と比べて大きいことがわかった。これらの三成分を乗じた値をスペクトル体積($V \cdot ns \cdot \text{MHz}$)と定義した。武富ほか(1985)においても空洞の有無をスペクトル異常のピークから判定する方法が考案されているが、本研究の方法はスペクトル異常の幅と測線方向の幅を考慮したスペクトル体積を考えているという点で新たな試みといえる。

厚さ 1m 以上の空洞があると診断するときの閾値は $1.152 \times 10^3 (V \cdot ns \cdot \text{MHz})$ であり、これを AA と表記することとした。なお、空洞によるスペクトル異常を示す周波数幅と水平方向の分布幅を判定するにあたっては、各桝の全トレースの平均スペクトル振幅にその標準偏差の 2 倍を加えた値を閾値とし、振幅がこの値を越える閉じた領域を分布範囲とした。

Fig.8.6-1 に新潟東港 C-10 ケーソンのスペクトルプロファイルとスペクトル体積の計算例を示す。右側の桝が厚さ 1m 以上の空洞が検出された桝である。左側の桝と比べると、ピーク値は左の桝の方が高い。しかし、スペクトルのピーク周波数は右側の方が低く、スペクトル体積も右側の方が大きい。Fig.8.6-1(b)の白抜き部分は、ケーソンの継ぎ目あるいは隔壁に相当する部分で、この部分はノイズが発生しやすいため、診断の対象としない。

最終的に開発した自動診断のフローチャートを Fig.8.6-2 に、診断結果の説明を Table 8.6-1 にそれぞれ示す。なお、あらかじめ以下のパラメータを入力し、ケーソンの内部イメージや測線図、診断結果などを「診断結果レポート」として出力することができる。

- (1)測定位置：港湾名、防波堤名など
- (2)ケーソン番号：ケーソンの番号と記号
- (3)測定日
- (4)平面図の作図方法：平面図の港内・港外向き
- (5)測定方向：防波堤縦断測線の方向
- (6)横断方向の桝数:測線と直交する方向の桝の数
- (7)港外側からの桝：港外側から数えた測線が通る桝
- (8)帳票ファイル名：診断結果テキスト出力のファイル名
- (9)上部コンクリート厚：蓋コンクリートを含む厚さ
- (10)ケーソンの高さ：ケーソン天端の海面に対する深さ
- (11)欠測部分の指定：段差などにより欠測がある場合に欠測区間をメートル単位で指定
- (12)トレース間隔：通常は 20cm
- (13)電磁波速度：蓋コンクリートを含む上部コンクリートと中詰砂の電磁波伝搬速度

診断結果レポートは 2 ページから構成され、最初のページにはケーソンの内部イメージを中心としたもの(Fig.8.6-3)と、波形及びスペクトルの検出した最大値を示すページ(Fig.8.6-4)から構成される。これらの結果は、港湾土木技術者が、確認調査や補修工事などを行うために必要な基礎資料となる。なお、本プログラムは既に特許を取得している（特許第 4332479 号）。

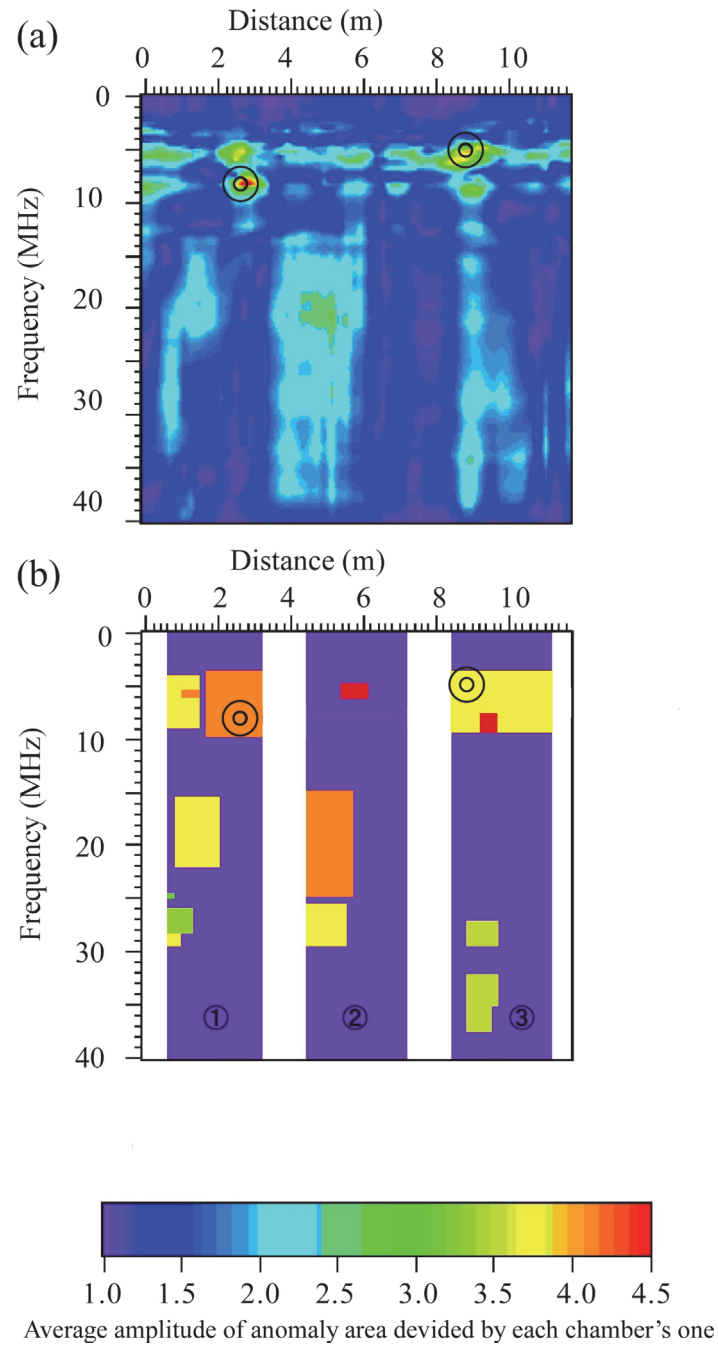


Fig.8.6-1 Spectrum response obtained at C-10 caisson of Niigata-higashi port. (a) Detected peaks of spectrum profile and (b) Spectral volume calculation. Double circles indicate the detected positions of spectrum peaks. Spectrum volume of the right side was larger than the left side.

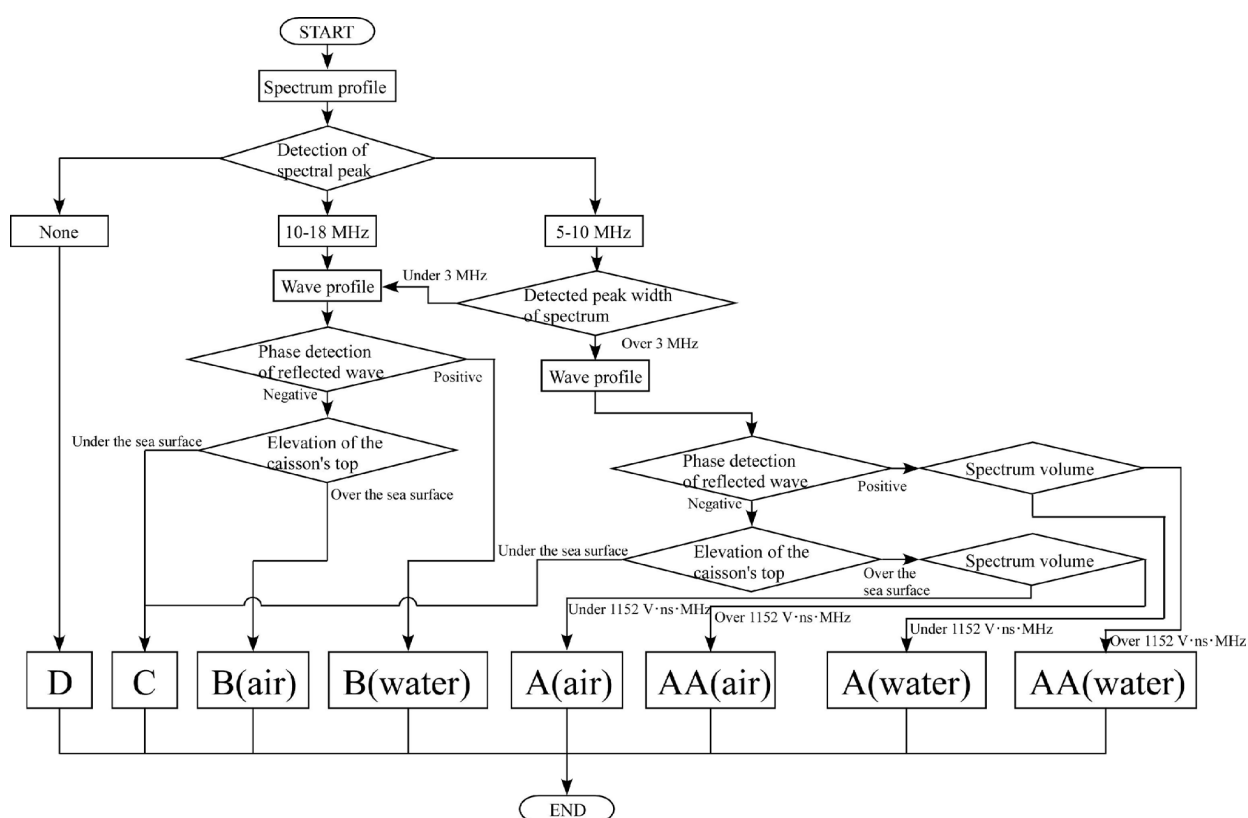


Fig.8.6-2 Proposed flow chart of the diagnosis system. Spectrum peaks below 18MHz caused by cavities are detected at the first judgment. Material inside the cavities (air or sea water) is judged by phase of reflected waves and relative elevation between the caisson's top and sea water level. When the spectrum peaks are detected between 5 and 10 MHz, spectral volumes are calculated to judge the cavities over 1m thick.

Table 8.6-1 Classification of diagnosis.

Class	Descriptions
AA	Estimated cavities are over 1m thick. Spectrum peak frequency is between 5 and 10 MHz, and spectral volume is over 1152(V·ns·MHz)
A	Estimated cavities are between 0.3m and 1m thick. Spectrum peak frequency is between 5 and 10 MHz.
B	Estimated cavities are between 0.1m and 0.3m thick. Spectrum peak frequency is between 10 and 18 MHz.
C	Opening (crevice or gap) inside the concrete crown.
D	No cavities or estimated cavities are under 0.1m thick.

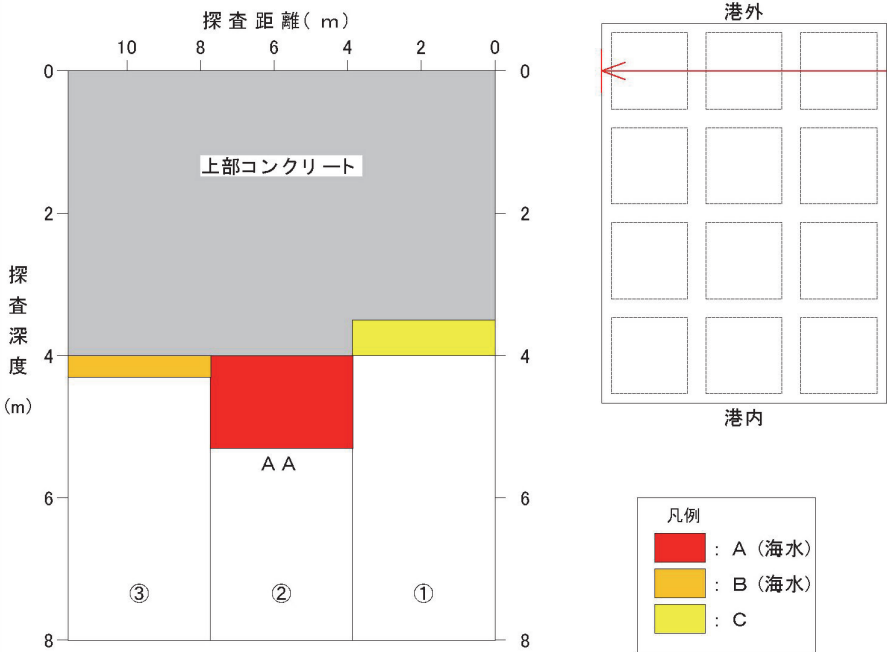
測定位置	金沢港		ケーソン番号	H06
測定日	平成17(2005) 年8月18日			港外側から 1柵目
ファイル名	波形	H06-2_p1.dsk	スペクトル	H06-2_s.spc
ケーソン柵数	3		探査距離	
診断結果	①C ②A A (海水) ③B (海水)			電磁波速度: 9.721195E-02m/nsec 上部コンクリート厚: 4m
ケーソン内部 イメージ				
コメント欄				
帳票ファイル名	kanazawakoh.dat			

Fig.8.6-3 First-page output of the results by automatic diagnosis program. An image inside the caisson is drawn with the site name, caisson number and date, etc.

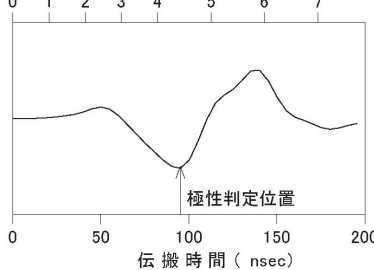
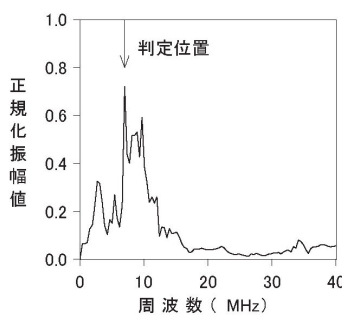
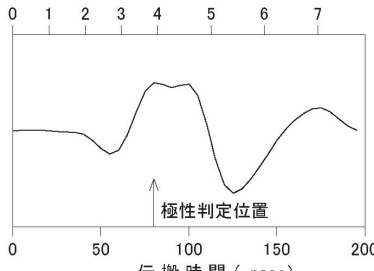
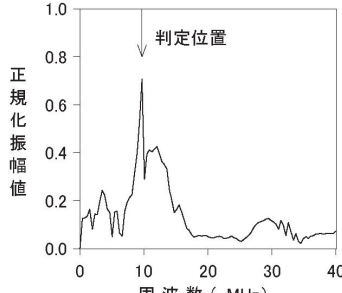
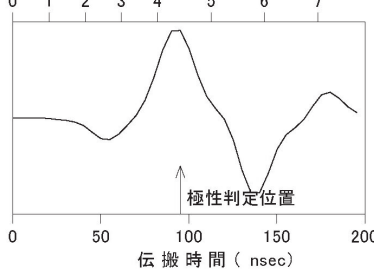
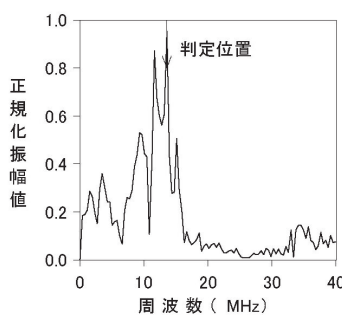
樹番号	①	振幅スペクトルの標準偏差: 2.49	標準偏差の倍数: 2
診断パラメータ	スペクトル断面の平均振幅値: 1.47	変状判定の閾値: 6.45	
診断結果数値	振幅ピーク値: 21.61 時間波形の極性: 負	ピーク周波数: 6.62MHz ピーク周波数域: 1.56MHz ~ 8.95MHz	
結果図	<p>波形 水平距離 2.2 m</p> <p>深度 (m)</p>  <p>伝搬時間 (nsec)</p>	<p>スペクトル 水平距離 2.0 m</p>  <p>周波数 (MHz)</p>	
樹番号	②	振幅スペクトルの標準偏差: 2.56	標準偏差の倍数: 2
診断パラメータ	スペクトル断面の平均振幅値: 1.45	変状判定の閾値: 6.58	
診断結果数値	振幅ピーク値: 21.20 時間波形の極性: 正	ピーク周波数: 9.34MHz ピーク周波数域: 7.40MHz ~ 13.23MHz	
結果図	<p>波形 水平距離 6.8 m</p> <p>深度 (m)</p>  <p>伝搬時間 (nsec)</p>	<p>スペクトル 水平距離 6.8 m</p>  <p>周波数 (MHz)</p>	
樹番号	③	振幅スペクトルの標準偏差: 2.55	標準偏差の倍数: 2
診断パラメータ	スペクトル断面の平均振幅値: 1.43	変状判定の閾値: 6.53	
診断結果数値	振幅ピーク値: 19.06 時間波形の極性: 正	ピーク周波数: 13.23MHz ピーク周波数域: 11.68MHz ~ 13.62MHz	
結果図	<p>波形 水平距離 9.0 m</p> <p>深度 (m)</p>  <p>伝搬時間 (nsec)</p>	<p>スペクトル 水平距離 8.6 m</p>  <p>周波数 (MHz)</p>	

Fig.8.6-4 Second-page output of the results by automatic diagnosis program. Waveforms and spectra at the anomaly position are drawn with detected phases, spectrum peaks, their widths and other diagnosis parameters.

8.7 実証試験とボーリング調査との整合性

ボーリング調査の行われている新潟東港と金沢港で、構造物診断装置の実証実験を行った。新潟東港の結果を Table 8.7-1 に示す。新潟東港の場合は、一部のデータを除いて、診断を実施した時期とボーリングデータとの間に 5 年の年月が経過している (Table 8.7-1 において、*印のみ診断と同時期)。そのため、整合性が判定できないものがあつたためそれらは除外した (例えば、空洞の厚さが 5 年間で大きくなっているなど)。Table 8.7-1 に示すように整合性が確認できる 32 桝のうち、7 桝は診断結果とボーリング結果が整合していない。このときの整合率は 77% である。なお、Table 8.7-1 で空洞の厚さがマイナスを示しているのは、中詰砂の所定の高さより高いことを示す。ケーソンは波の力で振動しているので、ケーソン内部で中詰砂が移動しているためと考えられる。

金沢港の結果を Table 8.7-2 に示す。診断時期とボーリング時期とは 1 ヶ月しか違わないため、そのまま比較することができる。この結果、10 桝中 7 桝で整合性が確認することができる。従って、整合率は 70% である。

以上のことから、新潟東港・金沢港における自動診断結果とボーリング結果との整合性は 70% 以上であるといえる。また、実際に問題となる 1m 以上の空洞は、確実に検出できているものと考えられる。

金沢港の G 区間と H 区間の診断結果の平面図を Fig.8.7-1 に示す。G 区間と H 区間では、ケーソンの大きさや桝数が異なっている。明らかに H 区間に空洞が多く存在することがわかる。この結果は、現地での上部コンクリートの損傷や、消波ブロックの沈下などの状況と整合している。

Table 8.7-1 Consistency of diagnosis results at Niigata-higashi port.

Caisson No.	Borehole No.	Thickness of the cavity in cm (1998/7) except the * mark	Diagnosis results (2003/11)	Consistency	Remarks
A-10	1	19	B	TRUE	
	5	5	D	TRUE	
	7	19	D	FALSE	
	10	60	A	TRUE	*
A-12	1	27	B	TRUE	*
A-15	1	15	D	FALSE	
	3	11	D	FALSE	
A-16	3	-1	D	TRUE	
	4	27	D	FALSE	
	5	1	D	TRUE	
	6	-8	D	TRUE	
A-17	3	6	D	TRUE	
	4	3	D	TRUE	
	5	-3	D	TRUE	
	6	-78	D	TRUE	
A-18	3	-4	D	TRUE	
	4	2	D	TRUE	
	5	-1	D	TRUE	
B-5	1	37	A	TRUE	*
B-8	1	8	D	TRUE	
	3	18	D	FALSE	
C-9	1	9	C	TRUE	*
C-10	1	3	D	TRUE	
	4	6	D	TRUE	
	7	7	D	TRUE	
	10	136	AA	TRUE	*
C-13	1	4	D	TRUE	
	2	42	C	FALSE	
	3	-2	D	TRUE	
	5	10	D	TRUE	
D-11	1	18	B	TRUE	
	5	20	C	FALSE	

*) These data were used for the determination of threshold parameters in operating automatic diagnosis program

Table 8.7-2 Consistency of diagnosis results at Kanazawa port.

Caisson No.	Borehole No.	Thickness of the cavity in cm (2005/10)	Diagnosis results (2005/9)	Consistency	Remarks
G-14	1	22	D	FALSE	
G-20	1	18	B	TRUE	
H-5	1	13	A	FALSE	
H-14	3	30	A	TRUE	
H-14	2	215	AA	TRUE	*
H-14	1	31	A	TRUE	
H-16	1	23	A	FALSE	
H-17	3	0	D	TRUE	
H-17	2	30	A	TRUE	
H-17	1	530	AA	TRUE	*

*) These data were used for the determination of threshold parameters in operating automatic diagnosis program

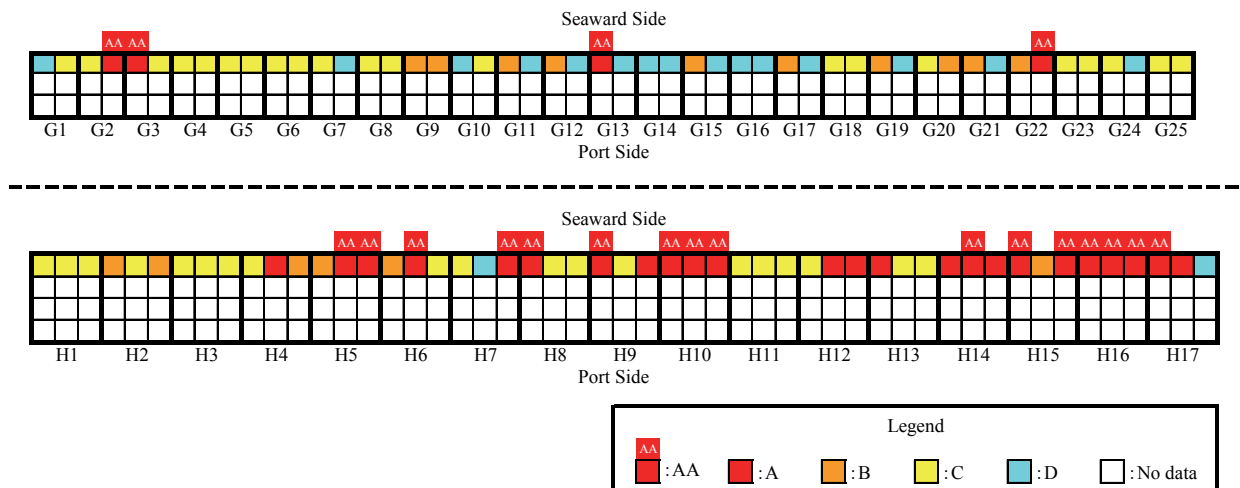


Fig.8.7-1 Results mapped on the plane section by automatic diagnosis program at (top) G section and (bottom) H section of the Kanazawa port breakwater. Caisson dimension is 2×3 at G section and 3×4 at H section.

8.8 まとめ

ケーソン式防波堤を対象に，中詰砂の流出による空洞を非破壊で探査するステップ式 FM-CW 方式の地中レーダシステムを開発した。システムの開発にあたっては，コンクリートの電気特性を測定し，その測定結果を用いた数値モデルにより数値計算を行い，診断パラメータを検討した。

その結果，本システムはコンクリートの電気特性・上部コンクリートの厚さ・ケーソンの構造を既知量とし，技術者による個人差を排除して，客観的に空洞を診断することが可能となった。また，現地で直ちに結果が得られるという利点もある。

本研究のように媒質の電気特性を考慮し，地下構造が既知の場合，空洞の有無を客観的に判定することが可能となる。

本システムによる診断結果をボーリング調査の結果と比較すると，70%以上の割合で整合している。このうち，防波堤の安全上 1m 以上の厚さの空洞については，確実に検出している。

道路などの空洞探査の場合，地盤の電気特性の変化が大きいため，空洞の判定を自動で行うことは難しい。従って，道路の空洞調査と同列に比較することはできないが，本装置はケーソン式防波堤の空洞探査装置として実用的であると考ええる。

今後は，新潟東港・金沢港だけでなく他の防波堤にも適用することにより，さらに整合性を向上させ，防波堤の維持管理・安全管理に活用できるシステムとして活用したい。

本研究の結論と今後の展望

地中レーダ探査の適用範囲拡大を目的として、探査深度の延長を実現するためにステップ式 FM-CW GPR を開発した。これにより従来のインパルス GPR の数倍の探査深度を実現した。

開発したステップ式 FM-CW GPR を河川堤防に適用したところ、土質断面図や電気探査、あるいは開削工事との整合性が確認できた。さらに体積含水率分布の推定や擬似三次元探査を試みた。探査効率についても検討し、河川堤防調査に適用するには十分実用的であることを示した。

地中レーダ探査の適用範囲を拡大するには地盤の誘電特性を考慮した定量化が必要である。従来、Topp の式(Topp *et al.*, 1980)を用いて比誘電率（電磁波伝搬速度）から体積含水率を推定していたが、推定値に問題もあった。

Topp の式を検証するため、ステップ式 FM-CW GPR 装置を用いて水槽実験を行った。ここで使用した装置はネットワーク・アナライザを利用したものであり、水槽実験用に新たにアンテナを開発した。実験の結果、比誘電率が 15 以上では Topp の式に整合したが、それ以下では整合しなかった。

さらに Topp の式の検証のため、土質試料を用いて体積含水率と比誘電率の関係を調べた。その結果、Wobschall(1977)の準誘電分散モデルに近い結果が得られた。Topp の式では誘電分散を考慮していない。本研究では誘電分散を考慮した比誘電率と体積含水率の実験式を提案した。

土質試料だけでなく、岩石試料についても実験を行った。その結果、体積含水率と Q との関係式を導くことができた。誘電分散を伴う反射波形は分解能低下の要因となる。本研究では Hilbert 変換を適用したデコンボリューションを考案し、その効果を数値データと実データで確認した。

港湾構造物へのステップ式 FM-CW GPR の有効性についても検討した。従来のインパルス方式 GPR の場合、コンクリート構造物に適用する場合、深度 1~2m 程度しか探査できなかった。ケーソン式防波堤のような港湾構造物の場合、上部コンクリートの厚さは 4~5m あるため、ステップ式 FM-CW GPR の適用が必要である。さらに、コンクリートの誘電特性を考慮することにより、技術者の経験や力量による個人差を排して、空洞の有無を判定が可能となった。

地中レーダ探査は、物理探査の中でも比較的新しく、エレクトロニクス技術の発達を待って実用化された。わが国では 1970 年代に導入され、埋設管や極浅部の空洞調査で実績を上げている。調査費用が比較的安価で、装置も他の物理探査と比べると小型軽量なことから手軽に用いられてきた。しかし、一方で目的の空洞や埋設管が見つからなかったというクレームも少なくない。この原因のひとつに地中の電磁波速度を十分に考慮しないで探査を行ったことが考えられる。

一方で、弾性波や電磁波の速度あるいは導電率などから岩石物性を間接的に推定しようという試みが、資源探査の分野では近年盛んに行われるようになった。これを **Rock physics** といい、ハンドブックにまとめられている (Mavko *et al.*, 1998)。資源探査、特に石油やガスの探査においては、繰り返し探査を行い、岩石物性の変化から埋蔵量の推定などを行っている。

資源探査以外の分野にもこのような、**Rock physics** 同様の考え方を導入し、より有用な情報を得ることができる。高橋・田中(2008a), 高橋・田中(2008b), 高橋・田中(2009)はこのような考えに基づき、浅部の弾性波探査や電気探査のデータを、土木工学的に応用する試みを行っている。地中レーダのデータについても **Rock physics** 的なアプローチを試みる必要がある。

誘電特性の分布から体積含水率を推定することができれば、土木工学的にも有用である。例えば、ダムของ岩盤の水の通り道（これを「水みち」という）を把握できれば、効率よく岩盤の遮水工事を行うことができる。土質地盤意のいては、例えば堤防の中の水の分布や、繰り返し測定による水の動きを推定することができれば、防災上の効果も期待できる。

さらにステップ式 FM-CW GPR は単一の周波数を連続的に送受信できるため、電磁アクロスへの拡張が考案されている (熊澤ほか, 1998a)。ステップ式 FM-CW GPR 得られたデータに、アクロスの解析方法である存否法を適用することにより、周波数ごとの伝搬時間をより精密に求めることができる (熊澤ほか, 1998b ; Kumazawa *et al.*, 1998)。

付録A FM-CW GPR の原理

単一周波数 ω_i ，振幅 $a(\omega_i)$ の余弦波を時間と共に周波数を変化させた信号を送信信号とする。簡単のため，時間区間 $\langle T_i, T_j \rangle$ に着目すると送信信号は，次式であらわされる。

$$s_t(\omega_i, t) = a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \quad (\text{A-1})$$

受信波形を $f(t)$ で示すと，時間区間 $\langle T_i, T_j \rangle$ における送信信号と受信信号の積 $e_R(\omega_i)$ は，

$$\begin{aligned} e_R(\omega_i) &= \int_{T_i}^{T_j} s_t(\omega_i, t) f(t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) f(t) dt \\ &= a(\omega_i) \int_{T_i}^{T_j} f(t) \cos(\omega_i t) dt \end{aligned} \quad (\text{A-2})$$

一方，送信波形を移相器で位相を π だけ変換した波形と $f(t)$ の時間区間 $\langle T_i, T_j \rangle$ での積 $e_I(\omega_i)$ は，

$$\begin{aligned} e_I(\omega_i) &= \int_{T_i}^{T_j} s_t(\omega_i t + \frac{\pi}{2}) f(t) dt \\ &= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t + \frac{\pi}{2}) f(t) dt \\ &= -a(\omega_i) \int_{T_i}^{T_j} f(t) \sin(\omega_i t) dt \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

である。(A-2)・(A-3)式をそれぞれ実数部，虚数部に持つ複素数 $e(\omega_i)$ を考えると，

$$\begin{aligned} e(\omega_i) &= e_R(\omega_i) - j \cdot e_I(\omega_i) \\ &= a(\omega_i) \int_{T_i}^{T_j} f(t) \exp(-j\omega_i t) dt \end{aligned} \quad (\text{A-4})$$

とあらわすことができる。 $f(t)$ のフーリエ変換を $F(\omega)$ であらわし，時間区間 $\langle T_i, T_j \rangle$ の外側で $f(t) = 0$ とすると， $\omega = \omega_i$ のときのフーリエスペクトル $F(\omega_i)$ は，

$$\begin{aligned}
F(\omega_i) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega_i t) dt \\
&= \int_{T_i}^{T_j} f(t) \exp(-j\omega_i t) dt \quad (\text{A-5})
\end{aligned}$$

であるから,

$$e(\omega_i) = a(\omega_i) \cdot F(\omega_i) \quad (\text{A-6})$$

となる。 $F(\omega_i)$ は、送信波形のスペクトル $S_t(\omega)$ と地中の電磁波の伝搬特性 $H(\omega)$ を線形と仮定すると、それらのたたみ込みであるから、

$$F(\omega_i) = S_t(\omega_i) H(\omega_i) \exp(-j\omega_i \tau) \exp(-\alpha r) \quad (\text{A-7})$$

とあらわすことができる。送信波形のスペクトルは三角関数の直交性を用いることにより

$$\begin{aligned}
S_t(\omega_i) &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \exp(-j\omega_i t) dt \\
&= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \exp(-j\omega_i t) dt \\
&= \int_{T_i}^{T_j} a(\omega_i) \cos(\omega_i t) \{\cos(\omega_i t) - \sin(\omega_i t)\} dt \\
&= \frac{T_j - T_i}{2} a(\omega_i) \quad (\text{A-8})
\end{aligned}$$

とあらわされる。(A-8)式を(A-7)式に代入し、(A-6)式を整理すると、

$$e(\omega_i) = \frac{2}{T_j - T_i} S_t(\omega_i) H(\omega_i) \exp(-\alpha r) \exp(-j\omega_i \tau) \quad (\text{A-9})$$

となる。複素数 e は $\omega = \omega_i$ のときのパルス圧縮波形のフーリエ変換を $2/(T_j - T_i)$ 倍した値

となる。

複素数 e をフーリエ逆変換して時間領域波形 $g(t)$ を求めると、

$$\begin{aligned}
g(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} e(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \\
&= c \cdot \exp(-\alpha r) \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \exp(-j\omega \tau) \exp(j\omega t) d\omega \quad (\text{A-10})
\end{aligned}$$

となる (ただし、 c は定数)。デルタ関数の性質から、

$$\begin{aligned}\exp(-j\omega\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\zeta - \tau) \exp(-j\omega\zeta) d\zeta \\ H(t - \zeta) &= \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \exp\{j\omega(t - \zeta)\} d\omega\end{aligned}\quad (\text{A-11})$$

とおくことができるから、 $g(t)$ をフーリエ逆変換して、

$$\begin{aligned}s_p(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(\omega) H(\omega) \exp(-\alpha r) \cdot \exp(-j\omega\tau) \exp(j\omega t) d\omega \\ &= c \cdot \exp(-\alpha r) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\eta - \tau) \times \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \exp\{j\omega(t - \eta)\} d\omega d\eta \\ &= c \cdot \exp(-\alpha r) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\eta - \tau) H(t - \eta) d\eta\end{aligned}\quad (\text{A-12})$$

となる。ただし、定数は c としてまとめた。

(A-12)式は、出力波形 $g(t)$ は、地中の伝搬特性によるインパルス応答波形をあらわす。このとき伝搬時間 τ にパルス波が生成するため、通常のパルス波方式の地中レーダ探査記録と同様に扱うことができる。

付録B 電磁波伝搬特性の基礎

電界と磁界が時間的に変化する場合、 \mathbf{E} を電界強度、 \mathbf{B} を磁束密度、 \mathbf{H} を磁界強度、 \mathbf{D} を電束密度、 \mathbf{I} を電流密度、 ρ を電荷密度とすれば、次式が成立する。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{B-1})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{B-2})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (\text{B-3})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{B-4})$$

(B-1)～(B-4)式を Maxwell の方程式という。(B-1)式は、磁束密度が時間的に変化すると、それと直交方向の同心円上に電界を生じることを意味する（電磁誘導の法則）。(B-1)式の負号は、磁束密度の方向と反対向きに電界が生じることを示す。(B-2)式は、電流あるいは電束密度が時間的に変化する場合に、それと直交方向に同心円上に磁界が生じることを示す（アンペールの法則）。(B-3)式は、空間に電荷が存在する場合、空間に電束密度の湧き出し（負の電荷の場合は吸い込み）があることを示す。(B-4)式は、空間のどの場所でも磁束密度の湧き出し、あるいは吸い込みがないことを示す。すなわち、磁束密度は、空間のどの場所でも閉じている。このことは、磁石を半分に切断しても N 極と S 極が必ず存在することから明らかである。

ε を媒質の誘電率（媒質の比誘電率を ε_r 、真空の誘電率を ε_0 とすれば $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ である）、 σ を媒質の導電率、 μ を媒質の透磁率とすると \mathbf{D} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{I} は、

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (\text{B-5})$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{B-6})$$

$$\mathbf{I} = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{B-7})$$

であらわされる。空間に電流や電荷が存在しない場合、

$$\rho = 0 \quad (\text{B-8})$$

であるから、(B-3)式の右辺は 0 である。 \mathbf{H} を消去するために、(B-1)式に $\nabla \times$ を作用させ、(B-2)・(B-6)式及びベクトル解析の公式、

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} \quad (\text{B-9})$$

を用いると、次式を導くことができる。

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (\text{B-10})$$

(B-10)式において時間的に変化する電界を、

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 \exp\{-j(\omega t - \mathbf{kx})\} \quad (\text{B-11})$$

とすると（ \mathbf{E}_0 は初期振幅、 j は虚数単位、 ω は角周波数、 t は時間、 \mathbf{x} は空間座標）、

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = -j\omega \mathbf{E} \quad (\text{B-12})$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \omega^2 \mathbf{E} \quad (\text{B-13})$$

であるから、次の波動方程式を導くことができる。

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (\text{B-14})$$

ただし、

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu - j\omega \sigma \mu \quad (\text{B-15})$$

とおいた。(B-14)式が、電磁波の伝搬をあらわす基本方程式である。

$$k = \alpha - j\beta \quad (\text{B-16})$$

とおけば、

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega^2 \varepsilon \mu}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \varepsilon^2}} - 1} \quad (\text{B-17})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega^2 \varepsilon \mu}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \varepsilon^2}} + 1} \quad (\text{B-18})$$

を導くことができる。 α を減衰定数、 β を位相定数という。電磁波の伝搬速度を v とすると、 β と v の間には次式の関係がある（前田・木村，1984）。

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu \varepsilon}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \varepsilon^2}} + 1}} \quad (\text{B-19})$$

通常、地中を構成する物質の μ は真空中の値 μ_0 に等く、

$$\mu = \mu_0 \quad (\text{B-20})$$

と考えてよい。電磁波探査に使用する周波数帯では、 ω の値は十分に大きく、 σ の値は十分小さいため、

$$\left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \right)^2 \ll 1 \quad (\text{B-21})$$

と考えてよい。また、

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \quad (\text{B-22})$$

を誘電損失（あるいは誘電正接）、 δ を損失角という。(B-20)式と(B-21)式を用いると、(B-19)式から電磁波速度の近似式が導かれる。すなわち、

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{B-23})$$

である。ただし、真空中の電磁波速度を c とし、

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (\text{B-24})$$

を用いた。電磁波の伝搬速度から比誘電率を求めるには、(B-23)式より、

$$\epsilon_r = \left(\frac{C}{v}\right)^2 \quad (\text{B-25})$$

となる。

減衰率 A は位相定数 β に等しく、(B-18)式に(B-20)・(B-21)式を用いることにより、

$$A = 60\pi \frac{\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{1/m}) \quad (\text{B-26}),$$

あるいは振幅を電圧換算の dB/m であらわせば、

$$A = 20\log_{10} e \times 60\pi \frac{\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}} = 521\pi \frac{\sigma}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{B-27})$$

を得る。

付録C インピーダンスと伝搬定数の計算

(B-6)式を(B-1)式に代入して各成分であらわせば,

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega\mu H_x \quad (\text{C-1})$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (\text{C-2})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (\text{C-3})$$

が得られる。同様に、(B-5)・(B-7)式を(B-2)式に代入すると,

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = (\sigma + j\omega\varepsilon)E_x \quad (\text{C-4})$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = (\sigma + j\omega\varepsilon)E_y \quad (\text{C-5})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = (\sigma + j\omega\varepsilon)E_z \quad (\text{C-6})$$

が得られる。同軸線内では（同軸管も同様）電磁波の進行方向、すなわち z 方向には、電界及び磁界とも成分を持たない（これを TEM モードという）ので、

$$E_z = H_z = 0 \quad (\text{C-7})$$

が成立する。従って(C-1)～(C-6)式は、次の4式であらわされる。

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -j\omega\mu H_y \quad (\text{C-8})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = j\omega\mu H_x \quad (\text{C-9})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -(\sigma + j\omega\varepsilon)E_x \quad (\text{C-10})$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = (\sigma + j\omega\varepsilon)E_y \quad (\text{C-11})$$

(C-8)式と(C-10)式は電界が x 方向に振動する（これを x 方向偏波という）成分を示し、(C-9)式と(C-11)式は電界の振動方向が y 方向の成分を示す。いま、 x 方向偏波を考える（ y 方向でも同様である）。(C-8)・(C-10)式より、 H_y を消去すると、

$$\frac{d^2 E_x}{dz^2} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)E_x = (j\omega\sigma\mu - \omega^2\varepsilon\mu)E_x = \gamma^2 E_x \quad (\text{C-12})$$

が得られる。 γ を伝搬定数という。同様に(C-8)・(C-11)式から E_x を消去すると、

$$\frac{d^2 H_y}{dz^2} = \gamma^2 H_y \quad (\text{C-13})$$

を得る。(C-12)・(C-13)式の一般解は、任意の積分定数を A 、 B として、

$$E_x = A \exp(-\gamma z) \quad (\text{C-14})$$

$$H_y = B \exp(-\gamma z) \quad (\text{C-15})$$

とあらわされる。(C-14)式を(C-8)式に代入すると、

$$H_y = -\frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial E_x}{\partial z} = \frac{\gamma}{j\omega\mu} E_x \quad (\text{C-16})$$

とあらわされる。インピーダンス Z は電界と磁界との比

$$Z = \frac{E_x}{H_y} \quad (\text{C-17})$$

で定義されるから、(C-17)式に(C-16)を代入して、(C-10)式を用いると、

$$Z = \frac{E_x}{\frac{\gamma}{j\omega\mu} E_x} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \frac{j\omega\mu}{\sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (\text{C-18})$$

となる。土などの地中構成物質は一般的に損失があるため、誘電率・透磁率とも複素数であらわされる。ここまで使用してきた ε は誘電率の実数部に相当し、これを ε' 、虚数部である損失分を ε'' とあらわせば、誘電率は

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' - j\frac{\sigma}{\omega} \quad (\text{C-19})$$

である。透磁率も同様に、

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (\text{C-20})$$

とあらわされる。従って、(C-18)式に(C-19)・(C-20)式を代入すると、

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega(\mu' - j\mu'')}{\sigma + j\omega\varepsilon'}} = \sqrt{\frac{\mu}{\frac{\sigma}{j\omega} + \varepsilon'}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon' - j\varepsilon''}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \quad (\text{C-21})$$

となる。ただし、 Z_0 は自由空間のインピーダンス ($=377\Omega$ ，定数)， μ_0 は真空の透磁率 ($=4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$)， μ_r は比透磁率である。

γ は(C-12)式より

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = j\omega \sqrt{\mu \left(\frac{\sigma}{j\omega} + \varepsilon' \right)} = j\omega \sqrt{\mu\varepsilon} = j\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \\ &= \frac{j\omega}{c} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = jk_0 \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = j \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \right) \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \end{aligned} \quad (\text{C-22})$$

とあらわされる。ただし、 c は真空中の電磁波速度 ($=1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}=2.998\times10^8\text{m/s}$, 定数), k_0 ,

λ_0 はそれぞれ自由空間の波数, 波長である。ただし,

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = \varepsilon_r' - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (\text{C-23})$$

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''。 \quad (\text{C-24})。$$

(C-23)式より, 導電率の計算式,

$$\sigma = \omega\varepsilon_0\varepsilon_r'' \quad (\text{C-25})$$

が得られる。

また, (C-21)式及び(C-22)式の積及び商をつくと,

$$Z_C\gamma = Z_0\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}j\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\sqrt{\mu_r\varepsilon_r} = jZ_0\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\mu_r \quad (\text{C-26})$$

$$\frac{Z_C}{\gamma} = \frac{Z_0\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}}{j\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} = -j\left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)\frac{Z_0}{\varepsilon_r} \quad (\text{C-27})$$

となって, インピーダンスから比誘電率及び比透磁率を分離して計算することができる。

インピーダンスを自由空間のインピーダンス Z_0 で規格化してあらわせば,

$$Z_{CN}\gamma = \frac{Z_C\gamma}{Z_0} = j\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)\mu_r \quad (\text{C-28})$$

$$\frac{Z_{CN}}{\gamma} = \frac{Z_{CN}/Z_0}{\gamma} = -j\left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)\frac{1}{\varepsilon_r} \quad (\text{C-29})$$

または,

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' = -j\left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)Z_{CN}\gamma \quad (\text{C-30})$$

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = -j\left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)\frac{\gamma}{Z_{CN}} \quad (\text{C-31})$$

である。

付録D 反射係数の計算

(C-14)式より,

$$\begin{aligned} E_x &= A \exp(\gamma z) \left(1 + \frac{B \exp(-\gamma z)}{A \exp(\gamma z)} \right) = A \exp(\gamma z) \left(1 + \frac{B}{A} \exp(-2\gamma z) \right) \\ &= A \exp(\gamma z) (1 + \Gamma) \end{aligned} \quad (D-1)$$

ただし,

$$\Gamma = \frac{B}{A} \exp(-2\gamma z) = |\Gamma| \exp(j\phi) \quad (D-2)$$

である。いま, Fig.D-1 のように導波管の中に厚さ d の試料を置いた場合を考える。

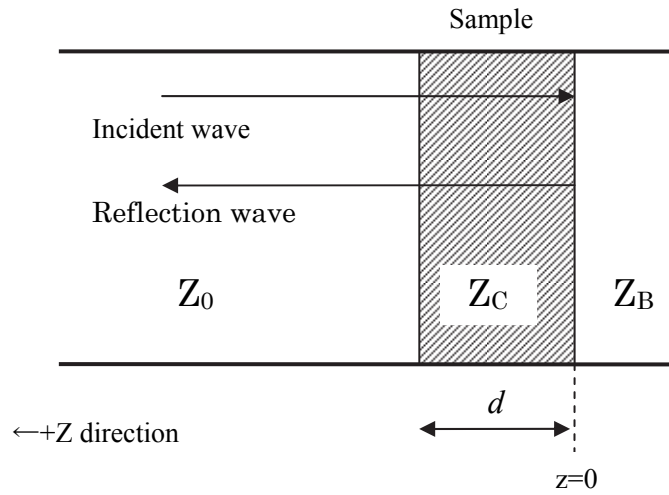


Fig.D-1 Electromagnetic wave reflection by the sample into the coaxial wave guide.

試料背面, すなわち $z = 0$ における反射係数を

$$\Gamma_B = \frac{B}{A} = |\Gamma_B| \exp(j\phi_B) \quad (D-3)$$

とすれば, (D-3)式を(D-2)式に代入して,

$$\Gamma_C = |\Gamma_B| \exp(j\phi_B) \exp(-2\gamma z) \quad (D-4)$$

が得られる。また, (C-15)・(C-16)・(C-17)式より, E_x の場合と同様に,

$$\begin{aligned}
H_y &= C \exp(\gamma z) + D \exp(-\gamma z) = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial E_x}{\partial z} = \frac{\gamma}{j\omega\mu} [A \exp(\gamma z) - B \exp(-\gamma z)] \\
&= \frac{1}{Z_0} [A \exp(\gamma z) - B \exp(-\gamma z)] = \frac{A}{Z_0} \exp(\gamma z) \left(1 - \frac{B \exp(-\gamma z)}{A \exp(\gamma z)} \right) \\
&= \frac{A}{Z_0} \exp(\gamma z) \left(1 - \frac{B}{A} \exp(-2\gamma z) \right) = \frac{A}{Z_0} \exp(\gamma z) (1 - \Gamma) \quad (D-5)
\end{aligned}$$

となる。従って、(C-18)式に(D-1)と(D-5)式を代入すると、試料の特性インピーダンス Z_c は、

$$\begin{aligned}
Z_c &= \frac{A \exp(\gamma z) (1 + \Gamma)}{A \exp(\gamma z) (1 - \Gamma)} Z_0 = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0 \\
&= \frac{1 + |\Gamma_B| \exp j(\phi_B - 2\gamma z)}{1 - |\Gamma_B| \exp j(\phi_B - 2\gamma z)} \quad (D-6)
\end{aligned}$$

とあらわすことができる。

ここで、試料背面が開放、すなわち自由空間である場合、 $z = 0$ における反射係数は、 $\Gamma = 1$

(すなわち、 $|\Gamma_B| = 1$, $\phi_B = 0$) であるから、このときの試料の特性インピーダンス Z_{open} は、

$$Z_{open} = \frac{1 + \exp(-2\gamma d)}{1 - \exp(-2\gamma d)} Z_c = \frac{\exp(\gamma d) + \exp(-\gamma d)}{\exp(\gamma d) - \exp(-\gamma d)} Z_c = Z_c \tanh(\gamma d) \quad (D-7)$$

試料背面が短絡、すなわち導体である場合は $\Gamma = -1$ (すなわち、 $|\Gamma_B| = 1$, $\phi_B = \pi$) であ

るから、このときの試料の特性インピーダンス Z_{short} は、

$$Z_{short} = \frac{1 - \exp(-2\gamma d)}{1 + \exp(-2\gamma d)} Z_c = \frac{\exp(\gamma d) - \exp(-\gamma d)}{\exp(\gamma d) + \exp(-\gamma d)} Z_c = Z_c \coth(\gamma d) \quad (D-8)$$

ここで、(D-7)式と(D-8)式の積及び商をつくると、

$$Z_{open} Z_{short} = Z_c^2 \quad (D-9)$$

$$\frac{Z_{open}}{Z_{short}} = \tanh^2(\gamma d) \quad (D-10)$$

従って、

$$Z_c = \sqrt{Z_{open} Z_{short}} \quad (D-11)$$

$$\gamma = \frac{1}{d} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_{open}}{Z_{short}}} \quad (\text{D-12})$$

となつて、試料背面が開放状態と短絡状態とのインピーダンス測定値から試料のインピーダンスと伝搬定数を求めることができ、これらを(C-30)・(C-31)式に代入して比誘電率及び導電率を計算することができる。

付録E 同軸線路の特性インピーダンスの計算

同軸線路は Fig.E-1 に示すように半径 a の内導体と、半径 b の外導体の断面が同心円状になるように、その間を比誘電率 ϵ_r の誘電体（絶縁体）で満たしたものである。同軸線路の特性インピーダンス Z_0 は $a \cdot b \cdot \epsilon_r$ によって決まる。

同軸線路に高周波の交流電流を流したとき、内導体と外導体の間には磁束 Φ が生じる。いま、距離 r 点における磁界 H は、電流を I としてアンペールの法則より、 $H = I/2\pi r$ とあらわされる。従って、同軸線路の単位長さあたりの全磁束は、

$$\Phi = \int_a^b \mu_0 H dr = \mu_0 \int_a^b \left(\frac{I}{2\pi r} \right) dr = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \log\left(\frac{b}{a}\right) \quad (\text{E-1})$$

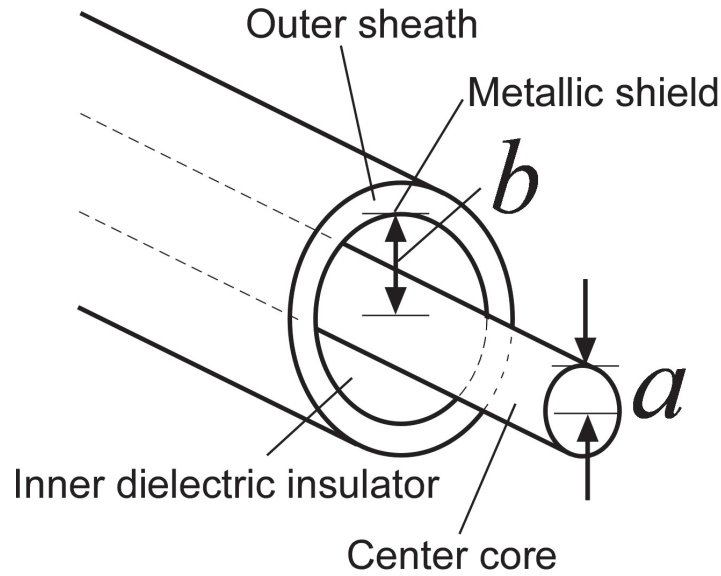


Fig.E-1 Structure of coaxial line.

となる ($a \leq r \leq b$)。従って、インダクタンス L は、 $L = d\Phi/dI$ であるから、

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \log\left(\frac{b}{a}\right) \quad (\text{H/m}) \quad (\text{E-2})$$

である。一方、導体表面に単位長さあたりに電荷 Q があるとき、内導体と外導体の間には静電容量 C を生じる。両者の電位差を V とすれば $Q = CV$ であり、 r 点における電界は、 $E = Q/2\pi r\epsilon$ とあらわされる。 V は、 E を同軸ケーブルの直径方向に積分して求められるから、

$$V = -\int_a^b E dr = -\int_a^b \left(\frac{Q}{2\pi r\epsilon} \right) dr = \frac{Q}{2\pi\epsilon} \log\left(\frac{b}{a}\right) \quad (\text{E-3})$$

となる。 $C = Q/V$ であるから、

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\log\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (\text{F/m}) \quad (\text{E-4})$$

が得られる。同軸線路の特性インピーダンス Z_0 は、(E-2)式及び(E-4)式より、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{b}{a}\right) \cong \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10}\left(\frac{b}{a}\right) \quad (\Omega) \quad (\text{E-5})$$

とあらわされる。ただし、 ϵ_0 は真空の誘電率、 μ_0 は真空の透磁率である。すなわち、内導体と外導体の比誘電率 ϵ_r が同じであれば、 b/a を一定に保つことにより、特性インピーダンスを一定にすることができる。この性質を利用して、同軸線路の特性インピーダンスを一定に保ち、試料表面まで反射波が生じないようにして、試料表面まで電磁波を伝送することができれば、ネットワーク・アナライザにより、反射係数からインピーダンスを求めることができる。

参考文献

- Aki, K., and Richards, P. G. (1980): Quantitative seismology – Vol.1, Theory and methods, W. H. Freeman and Co.
- 荒井郁男(1980)：近距離電波センサに関する研究，東京大学計測工学博士論文.
- 朝倉夏雄(1982)：初心者のための反射法データ処理，物理探鉱，**35**，6，pp.47-70.
- 朝倉夏雄(1983a)：反射法速度解析による地下構造の概念，物理探鉱，**36**，3，pp.49-54.
- 朝倉夏雄(1983b)：反射法データ処理におけるフィルタリングの基礎概念，物理探鉱，**36**，2，pp.87-99.
- Balanis, C. A., (1989): Advanced engineering electromagnetics, John Wiley and Sons.
- Bickel, S. H. and Natarajan, R. R. (1985): Plane-wave deconvolution, *Geophysics*, **50**, 9, pp.1426-1439.
- Bradford, J. H. (2007): Frequency - dependent attenuation analysis of ground penetrating radar data, *Geophysics*, 72, 3, pp.J7-J16.
- 物理探査学会(2005)：新版物理探査用語辞典，愛智出版.
- 物理探査学会(2008)：新版 物理探査適用の手引き（土木物理探査マニュアル 2008），第 8 章地中レーダ，社団法人物理探査学会，pp.281-299.
- 物理探査学会(2008)：最新の物理探査適用事例集，社団法人物理探査学会，pp.87-161.
- Collin(1985)：Antennas and radiowave propagation, McGRAW-HILL.
- Debye, P. J. W. (1945): Polar Molecules, Dover Publ. Inc.
- Gelius, L. J. (1987): Inverse Q-filtering. A spectral balancing technique, *Geophysical Prospecting*, **35**, pp.656-667.
- Greaves, R. J., Lesmes, D. P., Lee, J. M., Toksoz, M. N.(1996): Velocity variations and water content estimated from multi-offset ground penetrating radar, *Geophysics*, **61**, 3, pp.683-695.
- ゲガーン,Y・パルシアウスカス,V（西澤 修・金川久一訳）(2008)：岩石物性入門，シュブリンガー・ジャパン.
- 花井哲也(2000)：不均質構造と誘電率，吉岡書店.
- 畠中与一・今里武彦・山口伸治・山本 剛・糸川政孝・船曳誠二・京都大学「河川堤防の内部構造探査と探査機器の開発研究」研究委員会(2007)：河川堤防の内部構造調査と探査機器の開発研究（その2）－三次元電気探査の適用性評価のための試験探査結果－，物理探査学会第 117 回学術講演会講演論文集，pp.123-125.
- 平井洋次・赤岡 肇・佐藤栄治(2004)：構造物診断装置の開発，土木学会第 59 回年次学術講演集，pp.187-188.
- 平田 仁(2004)：マイクロ波工学の基礎，日本理工出版会.
- Irving, J.D. and Knight, R. J. (2003): Removal of wavelet dispersion from ground-penetrating radar data, *Geophysics*, **68**, pp.960-970.

- 和泉敬介(2006)：マルチモノポールシステムを用いたマイクロ波放電型イオンスラストの電磁波解析，九州大学大学院総合理工学府修士論文。
- 地盤工学会(1999)：地盤工学ハンドブック「資料編」，社団法人地盤工学会。
- 地盤工学会(JGS) (2000)：土質試験の方法と解説（第一回改訂版），社団法人地盤工学会。
- Johnscher, A. K. (1977): The 'universal' dielectric response, *Nature*, **267**, pp.673-679.
- 笠井弘幸・西山英一郎・鈴木敬一(1999)：土地質調査における GPR の適用例，地質ニュース，**537**，pp.8-15.
- 金子勝比古，中村直昭，平田篤夫，大見美智人 (1989a)：伝播波形初動形状による Q 値評価法（Ⅰ）－理論的考察－，物理探査，**42**，4，pp.235-244.
- 金子勝比古，平田篤夫，柴拓海，大見美智人 (1989b)：伝播波形初動形状による Q 値評価法（Ⅱ）－原位置測定における適用例－，物理探査，**42**，4，pp.245-252.
- Kjartansson, E. (1979): Constant Q-wave propagation and attenuation, *J. Geophys. Res.*, **84**, pp.4737-4748.
- Kraus(1988)：Antennas(2ndEd.), McGRAW-HILL.
- 国立天文台編(2001)：理科年表，丸善。
- 古村孝志・竹中博士・額額一起(1996)；Pseudospectral 法による地震波動の 3 次元計算，物理探査，**49**，6，pp.536-548.
- 越川常治(1992)：信号解析入門，近代科学社。
- 高有機質土の力学的性質及び試験方法に関する研究委員会(1990)：高有機質土の工学，社団法人土質工学会，pp.29-57.
- 熊澤峰夫・中島崇裕・国友孝弘・鶴我佳代子・鈴木敬一・西山英一郎・坪田浩二・長谷川健・薮内聡(1998a)：アクロスレーダの開発とその展望，日本地震学会講演予稿集 1998 年度秋季大会，P86.
- 熊澤峰夫・中島崇裕・羽佐田葉子・鈴木敬一(1998b)：連続波地中レーダデータの存否セブストラム解析，日本地震学会講演予稿集 1998 年度秋季大会，P87.
- Kumazawa, M., Hasada Y., Nakajima T., Suzuki K. and Nishiyama E. (1998): Wave element deconvolution of radar data by means of SOMPI cepstrum to analyze the travel time and physical dispersion of electromagnetic wave transmitted between the two boreholes, International Workshop on Frontiers in Monitoring Science and Technology for Earthquake Environments, AP3-21.
- Levy, S. and Oldenburg, D. W. (1982): The deconvolution of phase-shifted wavelets, *Geophysics*, **47**, 9, pp.1285-1294.
- 松本欣二(1969)：電波工学入門，朝倉書店。
- 前田憲一・木村磐根 (1984)：現代電磁波動論，オーム社。
- 升元一彦・須山泰宏・戸井田克(2000)：周波数可変方式電磁波トモグラフィの軟岩への適用性について，日本応用地質学会平成 12 年度研究発表会講演論文集，pp.169-172.

- 松尾公一・徳丸哲義・河川堤防の統合物理探査適用検討委員会・稲崎富士・中西利典(2007) : 河川堤防への統合物理探査法の適用性検討 (その6) -比抵抗・表面波探査結果と堤体物性との対比, 物理探査学会第117回学術講演会論文集, pp.115-118.
- Mavko, G., Mukerji, T. and Dvorkin, J. (1998): The rock physics handbook, Cambridge Univ. Press.
- McCarley, L. A. (1985): An autoregressive filter model for constant Q attenuation, *Geophysics*, **50**, 5, pp.749-758.
- 宮村撰三編(1968) : 地震・火山・岩石物性, 共立出版.
- 村山靖彦・芦田 譲・佐々宏一(1991) ; フーリエ変換による地震波動現象のシミュレーション(1)-計算理論と計算方法-, 物理探査, **44**, 1, pp.18-26.
- 新潟港湾空港技術調査事務所・社団法人日本作業船協会(2000) : 構造物診断技術調査平成11年度報告書.
- 新潟港湾空港技術調査事務所・社団法人日本作業船協会(2001) : 構造物診断技術調査平成12年度報告書.
- 新潟港湾空港技術調査事務所・社団法人日本作業船協会(2002) : 構造物診断技術調査平成13年度報告書.
- 新潟港湾空港技術調査事務所・社団法人日本作業船協会(2003) : 構造物診断技術調査平成14年度報告書.
- 新潟港湾空港技術調査事務所・社団法人日本作業船協会(2004) : 構造物診断技術調査平成15年度報告書.
- 西方敦博・清水康敬(1985):導波管法による複素誘電率・透磁率の測定, 信学技報, MW84-129, **84**, 310, pp.33-39.
- 西山英一郎・鈴木敬一・笠井弘幸(1999) : GPRにおけるデータ処理法, 地質ニュース, **537**, pp.53-60.
- 岡二三生(2007) : 河川堤防の調査、再生と強化法に関する研究開発, 平成16年度～平成18年度建設技術研究開発費補助金研究成果報告書.
- 岡田文明(1993) : マイクロ波工学, 学献社.
- 岡本敬一(1980) : 誘電率探査法-地下水探査に対する有効性について-, 物理探査, **33**, 4, pp.19-30.
- 大崎順彦(1976) : 地震動のスペクトル解析入門, 鹿島出版会.
- 押田勇雄編(1964) : 液体の電気物性, 槇書店.
- Parkhomenko, E. I. (1976): Electrical Properties of Rocks, Plenum Press.
- Pujol, J. (2003): Elastic wave propagation and generation in seismology, Cambridge Univ. Press, pp.444.
- 斎藤広隆・黒田清一郎・横田俊之(2008) : 地中レーダを用いた不飽和土中水分移動解析-現状と今後の展望-, 物理探査, **60**, 6, pp.455-466.
- 佐藤栄治(2005) : 構造物診断装置の開発～連続波レーダを利用したケーソン内部空洞の非破

- 壊調査手法について, 月刊建設, 2005 年 2 月号, pp.27-29.
- 酒井善雄, 山中俊一 (1976): 電気物性学, 森北出版.
- 笹倉博編(1984): 固体物性論, 朝倉書店.
- 佐藤源之・利岡徹馬(1998): 物理探査ハンドブック, 第 7 章地中レーダ, 社団法人物理探査学会, pp.401-421.
- Scott, J. H., Carrol, R. D. and Cunningham, D. R (1967): Dielectric constant and electrical conductivity measurements of moist rock; A new laboratory method, *J. Geophys. Res.*, **72**, pp.5101-5115.
- Shearer, P. M. (1999): Introduction to seismology, Cambridge Univ. Press, pp.260.
- Sheriff, R. E. (1984): Encyclopedic dictionary of exploration geophysics, Soc. Expl. Geophys.
- Stacey, F. D., Gladwin, M. T., McKavanagh, B., Linde, A. T., and Hastie, L. M. (1975): Anelastic damping of acoustic and seismic pulses, *Geophys. Serv.*, **2**, pp.133-151.
- Strick, E. (1967): The determination of Q, dynamic viscosity, and creep curves from wave-propagation measurements, *J. Geophys. Res.*, **13**, pp.197-218.
- 須山泰宏・阿部泰典・戸井田克(2003): 高分解能連続波レーダーを利用した坑道近傍ゆるみ域の評価, 第 32 回岩盤力学に関するシンポジウム講演論文集, pp.119-124.
- 鈴木敬一・笠井弘幸・西山英一郎(1999a): ステップ式連続波レーダ探査装置を用いた地中レーダ探査, 地質ニュース, **537**, pp.44-52.
- 鈴木敬一・笠井弘幸・西山英一郎(1999b): 岩石の種類・間隙率・含水比と電気特性の関係, 地質ニュース, **537**, pp.61-67
- 鈴木敬一(2002): 港湾構造物診断装置の開発, 光電技報, **18**, pp.2-4.
- 鈴木敬一(2003): 岩石の電氣的 Q 値と含水比の関係, 物理探査, **56**, 2, pp.131-137.
- Suzuki, K. (2004): The relation between electrical Q factor and water content of rocks, *The Proceedings of "1st International Workshop on Active Monitoring in the Solid Earth Geophysics (IWAM04)"*, S7-01.
- Suzuki, K., Nishiyama, E., Masumoto, K., and Toida, M.(2004): On the ground penetrating radar based on sinusoidal approach, *The Proceedings of "1st International Workshop on Active Monitoring in the Solid Earth Geophysics (IWAM04)"*, S3-P06.
- 鈴木敬一・土田 力(2005): マイクロストリップ線路を応用した地中レーダ用アンテナの開発, 物理探査学会第 113 回学術講演会論文集, pp.315-319.
- 鈴木敬一・笠井弘幸(2005): 地中レーダ探査におけるヒルベルト変換を用いたデコンボリューション処理, 物理探査学会第 113 回学術講演会論文集, pp.311-314.
- 鈴木敬一・笠井弘幸・野田 登・佐藤栄治・前田 武(2006): 港湾構造物診断装置による非破壊試験法, コンクリート構造物の非破壊診断シンポジウム講演概要集, pp.33-40.
- 鈴木敬一・笠井弘幸・野田登・佐藤栄治・野津俊光・前田武・秋元不二雄・西山英一郎(2007): FM-CW 地中レーダを応用したケーソン防波堤内部空洞診断システム, 物理探査, **60**, 5,

pp.419-433.

鈴木敬一・小松幹雄(2007): 土質試料の電磁気特性測定, 日本地球惑星科学連合 2007 年大会予稿集, Q227-002.

鈴木敬一・岡二三生・山田茂治(2007): 珪砂の体積含水率に対する誘電率の変化, 物理探査学会第 117 回学術講演会論文集, pp.295-300.

鈴木敬一(2008): 土質試料の電磁気特性測定 (その 2), 日本地球惑星科学連合 2008 年大会予稿集, O219-012.

鈴木敬一・小松幹雄(2008): 土質試料の電磁気特性測定, 地質ニュース, **642**, pp.52-59.

鈴木敬一・山本 剛・糸川政孝・船曳誠二・京都大学「河川堤防の内部構造探査と探査機器の開発研究」研究委員会(2008): 河川堤防の内部構造調査と探査機器の開発研究 (その 3) -連続波レーダによる実堤防試験探査-, 物理探査学会第 118 回学術講演会講演論文集, pp.178-181.

Suzuki, K. and Yamamoto, T., (2009): A field feasibility study using stepped FM-CW GPR for investigation of river embankments, *Proc. 9th SEGJ Intern. Symp.*, No.127.

高橋 亨・田中莊一・山本 剛・糸川政孝・船曳誠二・京都大学「河川堤防の内部構造探査と探査機器の開発研究」研究委員会(2007): 河川堤防の内部構造調査と探査機器の開発研究 (その 1) -研究の全体計画と平成 18 年度研究成果の概要-, 物理探査学会第 117 回学術講演会講演論文集, pp.119-122.

高橋 亨・田中莊一(2008a): ロックフィジックスをベースにした浅層物理探査データの解釈技術に関する研究-岩石物性データの収集と予備的な岩石モデル解析-, 物理探査学会第 118 回学術講演会講演論文集, pp.9-12.

高橋 亨・田中莊一(2008b): ロックフィジックスをベースにした浅層物理探査データの解釈技術に関する研究 (その 2) -堆積性軟岩の岩石モデル解析-, 物理探査学会第 120 回学術講演会講演論文集, pp.97-100.

高橋 亨・田中莊一(2009): ロックフィジックスをベースにした浅層物理探査データの解釈技術に関する研究 (その 3) -土質地盤への岩石モデルの適用性に関する検討-, 物理探査学会第 121 回学術講演会講演論文集, pp.179-182.

Takahashi, T. and Yamamoto, T., (2009): An attempt of soil profiling of river embankment using geophysical data, *Proc. 9th SEGJ Intern. Symp.*, No.135.

高倉伸一・西 祐司・杉原光彦・石戸経士・手島 稔・鈴木敬一(2007a): 北関東地下水観測サイトにおける比抵抗法と地中レーダの繰り返し調査, 物理探査学会第 117 回学術講演会講演論文集, pp.165-168.

高倉伸一・西 祐司・杉原光彦・石戸経士・鈴木敬一(2007b): 北関東地下水観測サイトにおける繰り返し地中レーダ探査, 日本地球惑星科学連合 2007 年大会予稿集, Q227-P002.

高倉伸一・西 祐司・鈴木敬一・杉原光彦・石戸経士(2008): 電気探査と地中レーダの繰り返し測定による地中水分のモニタリング, 日本地球惑星科学連合 2008 年大会予稿集,

O218-014.

高重正明(2003)：物質構造と誘電体入門，裳華房。

武富喜八郎・島崎 磐・梅野正義・細井正延(1985)：電磁波による堤防内部の空洞探索システムの開発（Ⅲ），第28回自動制御連合講演会，pp.279-280.

田辺一夫・鈴木敬一・荒井郁男(1997)：FM-CW 地下レーダ装置による地下埋設物探索性能の向上，電力中央研究所報告 T96051，pp.13.

手塚浩一・長棟章生(1992)：M系列信号処理を利用した高感度クロスボアホールレーダの開発，第2回地下電磁計測ワークショップ論文集，pp.117-122.

The Over Seas Coastal Area Development Institute of Japan (2002): Technical Standards and Commentaries for Port and Harbour Facilities in Japan.

Telford, W. M., Geldart, L. D., Sheriff, R. E., and Keys, D. A. (1976): Applied Geophysics, Cambridge University Press.

Turner, G. (1994): Subsurface radar propagation deconvolution, *Geophysics*, **59**, 2, pp.215-223.

Turner, G. and Siggins, A. F. (1994): Constant Q attenuation of subsurface radar pulses, *Geophysics*, **59**, 8, pp.1192-1200.

Topp, G. G., Davis, J. L., and Annan, A. P. (1980): Electromagnetic determination of soil water content; measurements in coaxial transmission lines, *Water Resour. Res.*, **16**, pp.574-582.

渡辺俊樹，佐々宏一(1992)：弾性波の初動走時を利用した減衰トモグラフィ，物理探査，**45**，pp.10-21.

Wharton, R. P., Hazen, G. A., Rau, R. N., and Best, D. L. (1980): Advancements in electromagnetic propagation logging, *Soc Petro. Eng.*, Paper9041.

Wobschall, D. (1977): A theory of the complex dielectric permittivity of soil containing water: The semi-disperse model, *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, **15**, pp.49-58.

山田茂治，北川義治，岡二三生，木元小百合，山元 弘(2010)：電磁波速度構造調査による土質評価の適用性，地盤の環境・計測技術に関するシンポジウム 2010，pp.101-104.

山田茂治，北川義治，岡二三生，木元小百合，肥後陽介(2011)：電磁波速度構造調査による地下水調査事例，地盤の環境・計測技術に関するシンポジウム 2011，pp.79-82.

Yilmaz, O. (2001): Seismic Data Processing (Investigation in Geophysics, Vol.1), Society of Exploration Geophysics.

横川ヒューレットパッカード (1987)：板状材料の誘電率測定，アプリケーションノート，No.339-13.

横山秀吉(1980)：岩石の電氣的性質，物理探査，**33**，5，pp.276-286.

横山秀吉(1977)：30Hz～1MHz 周波数領域における岩石の誘電率について－岩石の誘電的性質に関する研究（第1報）－，日本鉱業会誌，**93**，pp.347-352.

横山秀吉・堀津多三郎(1978)：岩石の誘電率の算定について－岩石の誘電的性質に関する研究（第2報）－，日本鉱業会誌，**94**，pp.317-322.

謝辞

京都大学大学院工学研究科松岡俊文先生には、励ましとともに厚いご指導を賜りました。京都大学大学院工学研究科岡二三生先生には地盤工学の面で丁寧なご指導を頂きました。両先生のご指導がなければ本研究をまとめることはできなかったと思います。京都大学大学院工学研究科後藤忠徳先生には電磁波伝搬速度と体積含水率の関係について議論をして頂きました。

ステップ式 FM-CW GPR の有効性を最初に教えてくださった登内正治博士に感謝いたします。ステップ式 FM-CW GPR の開発にあたっては、元電気通信大学荒井郁男博士にご指導を頂きました。

ステップ式 FM-CW GPR を実用化するにあたっては、川崎地質株式会社西山英一郎氏、株式会社ダイムの笠井弘幸氏、クローバテック株式会社の松田滋夫氏、野川通信機製作所の土田力氏、株式会社光電製作所の野津俊光氏にご協力を頂きました。

河川堤防に関する研究では京都大学名誉教授芦田譲博士にご指導を賜りました。この研究を進めるにあたり、国土交通省近畿地方整備局淀川河川事務所の関係者の皆様には、試験探查現場ならびに各種データのご提供を頂きました。財団法人深田地質研究所の田中莊一博士・高橋亨氏には有益な助言を頂きました。

水槽試験にあたっては、川崎地質株式会社中島聖城氏にご指導頂きました。この研究は平成 18 年度国土交通省建設技術研究開発助成「河川堤防の調査、再生と強化法に関する研究開発」の一部として実施したものです。

同軸導波管を用いた実験では元川崎地質株式会社の小松幹雄氏に土質試験に関する指導を頂きました。土木工学分野への適用に関しては、鹿島建設株式会社の戸井田克・升元一彦両氏に議論を頂きました。

港湾構造物に関する研究は、平成 11 年度より平成 15 年度まで国土交通省北陸地方整備局によるワーキンググループで検討を行いながら進めてきました。特に日本作業船協会の前田武・清水良次両氏、芙蓉海洋開発株式会社秋元不二雄氏、大和探查技術株式会社長谷川俊彦氏には貴重なご意見を頂きました。ワーキンググループに参加いただいた独立行政法人港湾空港技術研究所の白井一洋・吉江宗生両氏、北陸地方整備局中西正俊氏、新潟港湾空港技術調査事務所長高野誠紀氏には有益なご助言を頂きました。金沢港湾空港整備事務所長には、金沢港のデータの使用をご快諾頂きました。

ステップ式 FM-CW GPR を電磁アクロス(ACROSS : Accurately Controlled Routinely Operated Signal System)あるいはアクロスレーダとして応用可能であることを示してくださった熊澤峰夫先生に御礼申し上げます。熊澤先生の励ましがなければステップ式 FM-CW GPR の実用化は実現できなかったかもしれません。

最後に日頃から叱咤激励して下さった川崎地質株式会社探查部の久保田隆二博士と技術本部技術企画部長坂上敏彦博士に心より御礼申し上げます。